

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11)特許出願公表番号

特表2003-514267

(P2003-514267A)

(43)公表日 平成15年4月15日(2003.4.15)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	ターマート* (参考)		
G 1 0 L	19/12	H 0 3 M	7/30	B	5 D 0 4 5
	19/00	G 1 0 L	9/14	S	5 J 0 6 4
	19/04		9/18	E	
H 0 3 M	7/30		9/14	J	

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 76 頁)

(21)出願番号 特願2001-537726(P2001-537726)
(86) (22)出願日 平成12年11月17日(2000. 11. 17)
(85)翻訳文提出日 平成14年5月17日(2002. 5. 17)
(86)国際出願番号 PCT/CA00/01381
(87)国際公開番号 WO01/037264
(87)国際公開日 平成13年5月25日(2001. 5. 25)
(31)優先権主張番号 2, 290, 037
(32)優先日 平成11年11月18日(1999. 11. 18)
(33)優先権主張国 カナダ (CA)

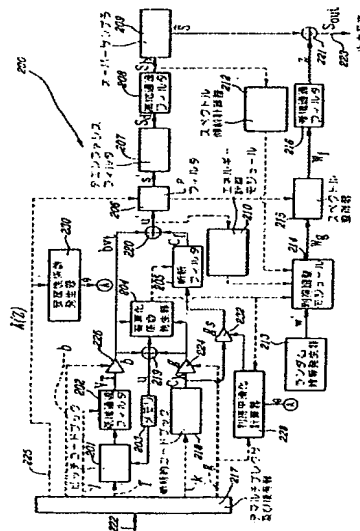
(71)出願人 ボイスエイジ コーポレイション
カナダ国, ケベック エイチ3アール 2
エイチ6, ビル モーローワイヤル, スイ
ート 250, シュマン ルセルヌ 750
(72)発明者 ベセッ, ブルノ
カナダ国, ケベック ジェイ1エヌ 1エ
ル2, ロック フォレスト, ペロードー
1546
(72)発明者 サラミ, レッドワン
カナダ国, ケベック ジェイ1ジェイ 4
エル3, シャーブルック, レオ ラリベル
テ 963
(74)代理人 弁理士 石田 敬 (外4名)

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 広帯域音声及びオーディオ信号復号器における利得平滑化

(57)【要約】

利得平滑化方法及びデバイスは、先にサンプリングされた広帯域信号内に存在する背景雑音との関係において、斬新的コードベクトルの振幅を修正する。利得平滑化デバイスは、サンプリングされた広帯域信号の有声化を表わす係数、1セットの線形予測フィルタ係数の安定性を表わす係数及び斬新的コードブック利得に応じて平滑化利得を計算するための利得平滑化計算器を含む。利得平滑化デバイスは同様に、平滑化利得で斬新的コードベクトルを増幅して、それにより利得平滑化された斬新的コードベクトルを生成するための増幅器も含んでいる。利得平滑化デバイスの機能は、サンプリングされた広帯域信号内に背景雑音が存在する場合に知覚合成信号を改善する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 1セットの広帯域信号符号化パラメータから1つの符号化された広帯域信号を復号化する間に利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法であって、

前記セットの少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において1つのコードベクトルを探索する段階と、

前記セットの少なくとも1つの第2の広帯域信号符号化パラメータに応答して広帯域信号内の有声化を表わす第1の係数を計算する段階と、

前記セットの少なくとも1つの第3の広帯域信号符号化パラメータに応答して前記広帯域信号の安定性を表わす第2の係数を計算する段階と、

前記第1及び第2の係数との関係において平滑化利得を計算する段階と、

前記平滑化利得を用いて探索されたコードベクトルを増幅し、それによって前記利得平滑化されたコードベクトルを生成する段階と、
を含んで成る方法。

【請求項2】 コードベクトルを探索する段階には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトルを探索する段階が含まれており、

前記平滑化利得計算には、同様に前記セットの第4の広帯域信号符号化パラメータを形成する斬新的コードブック利得との関係において平滑化利得を計算することも含まれている、

請求項1に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法。

【請求項3】 コードベクトルを探索する段階には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係においてコードブック内のコードベクトルを探索することが含まれ、

前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータが斬新的コードブックインデックスを含む、

請求項1に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法。

【請求項4】 コードベクトルを探索する段階には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において斬新的コードブックの中の

斬新的コードベクトルを探索する段階が含まれており、

前記少なくとも1つの第2の広帯域信号符号化パラメータには、

広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ利得と、

広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ遅延と、

広帯域信号の符号化中に選択され、広帯域信号の符号化中に計算されたピッチコードベクトルに適用された低域通過フィルタのインデックス]と、

広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブックインデックスと、
 いったパラメータが含まれている、請求項1に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法。

【請求項5】 前記少なくとも1つの第3の広帯域信号符号化パラメータが、
 広帯域信号の符号化中に計算された線形予測フィルタの係数を含んで成る、請求項1に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法。

【請求項6】 コードベクトルを探索する段階には、前記斬新的コードブックのインデックス k との関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトルを探索することが含まれ、前記インデックス k が、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータを形成しており、

第1の係数を計算する段階には、

$$rv=(Ev-Ec)/(Ev+Ec)$$

という関係式を用いて、有声化係数 rv を計算することが含まれ、ここで、

Ev は、基準化された適応コードベクトル bv_T のエネルギーであり、

Ec は、基準化された斬新的コードベクトル gck のエネルギーであり、

b は、広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ利得であり、

T は、広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ遅延であり、

v_T は、ピッチ遅延 T での適応コードブックベクトルであり、

g は、広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブック利得であり、

k は、広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブックのインデックスであり、

ck は、インデックス k での前記斬新的コードブックの斬新的コードベクトルである、

請求項1に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法。

【請求項7】 前記有声化係数 rv が-1から1の間にある値を有し、1という値が純粋な有声信号に対応し、-1という値が純粋な無声信号に対応する、請求項6に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法。

【請求項8】 平滑化利得を計算する段階には、

$$\lambda = 0.5(1 - rv)$$

という関係式を用いて係数 λ を計算する段階が含まれている、請求項7に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法。

【請求項9】 係数 $\lambda = 0$ が純粋な有声信号を表わし、係数 $\lambda = 1$ が純粋な無声信号を表わす、請求項6に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法。

【請求項10】 第2の係数を計算する段階には、前記広帯域信号の符号化中に計算された隣接して続く線形予測フィルタの間の類似性を与える距離尺度を決定する段階が含まれている、請求項1に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法。

【請求項11】 前記広帯域信号が符号化に先立ってサンプリングされ、符号化及び復号化の間にフレームによって処理され、

距離尺度を決定する段階には、前記広帯域信号の現在のフレーム n のイミタンススペクトル対と前記広帯域信号の過去のフレーム $n-1$ のイミタンススペクトル対の間のイミタンススペクトル対距離尺度を、

【数1】

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUB_i^{(n-1)})^2$$

という関係式によって計算する段階が含まれ、ここで、 p は前記線形予測フィルタの次数である、請求項10に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法。

【請求項12】 第2の係数を計算する段階には、 $0 \leq \theta \leq 1$ を限定条件とし

て、

$$\theta = 1.25 - D_s / 400000.0$$

という関係式によって前記第2の係数 θ に対しイミタンススペクトル対距離尺度 D_s をマッピングする段階が含まれている、請求項11に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法。

【請求項13】 平滑化利得を計算する段階には、

$$S_n = \lambda \theta$$

という関係式によって第1の λ 及び第2の θ 係数の両方に基づき利得平滑化係数 S_n を計算する段階が含まれている、請求項1に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法。

【請求項14】 前記係数 S_n が、無声の安定した広帯域信号について1に近づく値を、又純粋有声広帯域信号又は不安定な広帯域信号については0に近づく値を有する、請求項13に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法。

【請求項15】 コードベクトルを探索する段階には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトルを探索する段階が含まれており、

前記広帯域信号が符号化に先立ってサンプリングされ、符号化及び復号化の間にフレーム及びサブフレームによって処理され、

平滑化利得を計算する段階には、

$g < g-1$ である場合、 $g_0 \leq g-1$ を限定条件として、 $g_0 = g \times 1.19$ であり、

$g \geq g-1$ である場合、 $g_0 \geq g-1$ を限定条件として、 $g_0 = g/1.19$ であるように前記広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブック利得 g を過去のサブフレームからの初期修正された利得 $g-1$ により与えられた閾値と比較することによって前記初期修正された利得 g_0 を計算する段階が含まれている、請求項1に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法。

【請求項16】 平滑化利得を計算する段階には、

$$g_s = S_n \cdot g_0 + (1 - S_n) \cdot g$$

という関係式によって前記平滑化利得を決定する段階が含まれる、請求項15に記

載の利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法。

【請求項17】 1セットの信号符号化パラメータから1つの符号化された信号を復号化する間に利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法であって、前記信号が定常背景雑音を含み、

前記セットの少なくとも1つの第1の信号符号化パラメータとの関係において1つのコードベクトルを探索する段階と、

前記セットの少なくとも1つの第2の信号符号化パラメータに応答して信号内の定常背景雑音を表わす少なくとも1つの係数を計算する段階と、

前記雑音を表わす係数との関係において、非線形操作を用いて平滑化利得を計算する段階と、

前記平滑化利得を用いて探索されたコードベクトルを増幅し、それによって前記利得平滑化されたコードベクトルを生成する段階と、
を含んで成る方法。

【請求項18】 1セットの広帯域信号符号化パラメータから1つの符号化された広帯域信号を復号化する間に利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法であって、

前記セットの少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において1つのコードベクトルを探索する段階と、

前記セットの少なくとも1つの第2の広帯域信号符号化パラメータに応答して前記広帯域信号内の有声化を表わす係数を計算する段階と、

非線形操作を用いて、前記有声化を表わす係数との関係において平滑化利得を計算する段階と、

前記平滑化利得を用いて探索されたコードベクトルを増幅し、それによって前記利得平滑化されたコードベクトルを生成する段階と、
を含んで成る方法。

【請求項19】 1セットの広帯域信号符号化パラメータから1つの符号化された広帯域信号を復号化する間に利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法であって、

前記セットの少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係にお

いて1つのコードベクトルを探索する段階と、

前記セットの少なくとも1つの第2の広帯域信号符号化パラメータに応答して前記広帯域信号の安定性を表わす係数を計算する段階と、

非線形操作を用いて前記安定性を表わす係数との関係において平滑化利得を計算する段階と、

前記平滑化利得を用いて探索されたコードベクトルを増幅し、それによって前記利得平滑化されたコードベクトルを生成する段階と、
を含んで成る方法。

【請求項20】 1セットの広帯域信号符号化パラメータから1つの符号化された広帯域信号を復号化する間に利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイスであって、

前記セットの少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータが供給されており、かつ前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において探索されたコードベクトルを供給するコードベクトル探索器と、

前記セットの少なくとも1つの第2の広帯域信号符号化パラメータが供給されており、かつ前記少なくとも1つの第2の広帯域信号符号化パラメータに応答して広帯域信号内の有声化を表わす第1の係数を供給する有声化係数計算器と、

前記セットの少なくとも1つの第3の広帯域信号符号化パラメータが供給されており、かつ前記少なくとも1つの第3の広帯域信号符号化パラメータに応答して前記広帯域信号の安定性を表わす第2の係数を供給する安定性係数計算器と、

第1及び第2の係数が供給され、かつ前記第1及び第2の係数との関係において平滑化利得を供給する平滑化利得計算器と、

前記探索されたコードベクトル及び前記平滑化利得の両方が供給されており、かつ前記平滑化利得で前記探索されたコードベクトルを増幅し、それによって前記利得平滑化されたコードベクトルを生成する増幅器と、
を含んで成るデバイス。

【請求項21】 1セットの広帯域信号符号化パラメータから1つの符号化された広帯域信号を復号化する間に利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイスであって、

前記セットの少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において1つのコードベクトルを探索するための手段と、

前記セットの少なくとも1つの第2の広帯域信号符号化パラメータに応答して広帯域信号内の有声化を表わす第1の係数を計算するための手段と、

前記セットの少なくとも1つの第3の広帯域信号符号化パラメータに応答して前記広帯域信号の安定性を表わす第2の係数を計算するための手段と、

前記第1及び第2の係数との関係において平滑化利得を計算するための手段と、

前記平滑化利得を用いて前記探索されたコードベクトルを増幅し、それによって前記利得平滑化されたコードベクトルを生成するための手段と、

を含んで成るデバイス。

【請求項22】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトルを探索するための手段が含まれており、

前記平滑化利得計算手段には、同様に前記セットの第4の広帯域信号符号化パラメータを形成する斬新的コードブック利得との関係において前記平滑化利得を計算する手段も含まれている、

請求項21に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイス。

【請求項23】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係においてコードブック内のコードベクトルを探索する手段が含まれ、

前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータが斬新的コードブックインデックスを含む、

請求項21に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイス。

【請求項24】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において斬新的コードブックの中の斬新的コードベクトルを探索するための手段が含まれており、

前記少なくとも1つの第2の広帯域信号符号化パラメータには、

前記広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ利得と、

前記広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ遅延と、

前記広帯域信号の符号化中に選択され、広帯域信号の符号化中に計算されたピッチコードベクトルに適用された低域通過フィルタのインデックス j と、

広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブックインデックスと、
 いったパラメータが含まれている、請求項21に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイス。

【請求項25】 前記少なくとも1つの第3の広帯域信号符号化パラメータが、広帯域信号の符号化中に計算された線形予測フィルタの係数を含んで成る、請求項21に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイス。

【請求項26】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記斬新的コードブックのインデックス k との関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトルを探索する手段が含まれ、前記インデックス k が、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータを形成しており、

前記第1の係数を計算するための手段には、

$$rv = (Ev - Ec) / (Ev + Ec)$$

という関係式を用いて、有声化係数 rv を計算する手段が含まれ、ここで、

Ev は、基準化された適応コードベクトル bv_T のエネルギーであり、

Ec は、基準化された斬新的コードベクトル gck のエネルギーであり、

b は、広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ利得であり、

T は、広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ遅延であり、

v_T は、ピッチ遅延 T での適応コードブックベクトルであり、

g は、広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブック利得であり、

k は、広帯域信号の符号化中に計算された前記斬新的コードブックのインデックスであり、

ck は、インデックス k での前記斬新的コードブックの斬新的コードベクトルである、

請求項21に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイス。

【請求項27】 前記有声化係数 rv が -1 と 1 の間にある値を有し、 1 という値が純粋な有声信号に対応し、 -1 という値が純粋な無声信号に対応する、請求項26に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイス。

【請求項28】 前記平滑化利得を計算するための手段には、

$$\lambda = 0.5(1 - rv)$$

という関係式を用いて係数 λ を計算する手段が含まれている、請求項27に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイス。

【請求項29】 係数 $\lambda=0$ が純粋有声信号を表わし、係数 $\lambda=1$ が純粋無声信号を表わす、請求項28に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイス。

【請求項30】 前記第2の係数を計算するための手段には、広帯域信号の符号化中に計算された隣接して続く線形予測フィルタの間の類似性を与える距離尺度を決定する手段が含まれている、請求項21に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイス。

【請求項31】 前記広帯域信号が符号化に先立ってサンプリングされ、符号化及び復号化の間にフレームによって処理され、

前記距離尺度を決定する手段には、広帯域信号の現在のフレーム n 内のイミタンススペクトル対と広帯域信号の過去のフレーム $n-1$ のイミタンススペクトル対の間のイミタンススペクトル対距離尺度を、

【数2】

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUB_i^{(n-1)})^2$$

という関係式によって計算する手段が含まれ、ここで、 p は線形予測フィルタの次数である、請求項30に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイス。

【請求項32】 前記第2の係数を計算するための手段には、 $0 \leq \theta \leq 1$ を限定条件として、

$$\theta = 1.25 - D_s / 400000.0$$

という関係式によって前記第2の係数 θ に対しイミタンススペクトル対距離尺度 D

sをマッピングする手段が含まれている、請求項31に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイス。

【請求項33】 前記平滑化利得を計算するための手段には、

$$S_n = \lambda \theta$$

という関係式によって第1の λ 及び第2の θ 係数の両方に基づき利得平滑化係数 S_m を計算する手段が含まれている、請求項21に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイス。

【請求項34】 前記係数 S_m が、無声で安定した広帯域信号について1に近づく値を、又純粋有声広帯域信号又は非安定広帯域信号については0に近づく値を有する、請求項33に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイス。

【請求項35】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトルを探索する手段が含まれており、

前記広帯域信号が符号化に先立ってサンプリングされ、符号化及び復号化の間にフレーム及びサブフレームによって処理され、

前記平滑化利得を計算するための手段には初期修正された利得 g_0 を計算する手段が含まれ、該手段には、

$g < g-1$ である場合、 $g_0 \leq g-1$ を限定条件として、 $g_0 = g \times 1.19$ であり、

$g \geq g-1$ である場合、 $g_0 \geq g-1$ を限定条件として、 $g_0 = g/1.19$ であるように前記広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブック利得 g を過去のサブフレームからの前記初期修正された利得 $g-1$ により与えられた閾値と比較する手段が含まれている、

請求項21に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイス。

【請求項36】 前記平滑化利得を計算するための手段には、

$$g_s = S_n \cdot g_0 + (1 - S_n) \cdot g$$

という関係式によって前記平滑化利得を決定する手段が含まれている、請求項35に記載の利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法。

【請求項37】 1セットの信号符号化パラメータから1つの符号化された信

号を復号化する間に利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイスであって、前記信号が定常背景雑音を含み、

前記セットの少なくとも1つの第1の信号符号化パラメータとの関係において1つのコードベクトルを探索するための手段と、

前記セットの少なくとも1つの第2の信号符号化パラメータに応答して前記信号内の定常背景雑音を表わす少なくとも1つの係数を計算するための手段と、

前記雑音を表わす係数との関係において、非線形操作を用いて平滑化利得を計算するための手段と、

前記平滑化利得を用いて探索されたコードベクトルを増幅し、それによって前記利得平滑化されたコードベクトルを生成するための手段と、

を含んで成るデバイス。

【請求項38】 1セットの広帯域信号符号化パラメータから1つの符号化された広帯域信号を復号化する間に利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイスであって、

前記セットの少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において1つのコードベクトルを探索するための手段と、

前記セットの少なくとも1つの第2の広帯域信号符号化パラメータに応答して広帯域信号の有声化を表わす係数を計算するための手段と、

非線形操作を用いて、前記有声化を表わす係数との関係において平滑化利得を計算するための手段と、

前記平滑化利得を用いて探索されたコードベクトルを増幅し、それによって前記利得平滑化されたコードベクトルを生成するための手段と、

を含んで成るデバイス。

【請求項39】 1セットの広帯域信号符号化パラメータから1つの符号化された広帯域信号を復号化する間に利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイスであって、

前記セットの少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において1つのコードベクトルを探索するための手段と、

前記セットの少なくとも1つの第2の広帯域信号符号化パラメータに応答して前

記広帯域信号の安定性を表わす係数を計算するための手段と、

非線形操作を用いて前記安定性を表わす係数との関係において平滑化利得を計算するための手段と、

前記平滑化利得を用いて探索されたコードベクトルを増幅し、それによって前記利得平滑化されたコードベクトルを生成するための手段と、
を含んで成るデバイス。

【請求項40】 複数のセルに分割された大きな地理的エリアにサービスを提供するためのセルラ通信システムであって、

移動送信機/受信機ユニットと、

それぞれ前記セル内に位置づけされたセルラ基地局と、

セルラ基地局間の通信を制御するための手段と、

1つのセル内に位置づけされた各々の移動ユニットと前記1つのセルのセルラ基地局の間の双方向無線通信サブシステムであって、移動ユニットとセルラ基地局の両方の中に(a)広帯域信号を符号化するための符号器及び符号化された広帯域信号を伝送するための手段を含む送信機及び(b)伝送された、符号化された広帯域信号を受信するための手段及び受信した、符号化された広帯域信号を復号化するための復号器を含む受信機を備えた双方向無線通信サブシステムと、
を含んで成るセルラ通信システムにおいて、

前記復号器が、受信された、符号化された広帯域信号を復号化するため1セットの広帯域信号符号化パラメータに対して応答する手段を含み、前記広帯域信号復号化手段が、前記セットの広帯域信号符号化パラメータからの前記符号化された広帯域信号の復号化の間に利得平滑化されたコードベクトルを生成するための請求項21に記載のデバイスを含んでいる、セルラ通信システム。

【請求項41】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトルを探索するための手段が含まれており、

前記平滑化利得計算手段には、同様に前記セットの第4の広帯域信号符号化パラメータを形成する斬新的コードブック利得との関係においても平滑化利得を計算する手段が含まれている、

請求項40に記載のセルラ通信システム。

【請求項42】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係においてコードブック内のコードベクトルを探索する手段が含まれ、

前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータが斬新的コードブックインデックスを含む、

請求項40に記載のセルラ通信システム。

【請求項43】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において斬新的コードブックの中の斬新的コードベクトルを探索するための手段が含まれており、

前記少なくとも1つの第2の広帯域信号符号化パラメータには、

前記広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ利得と、

前記広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ遅延と、

前記広帯域信号の符号化中に選択され、広帯域信号の符号化中に計算されたピッチコードベクトルに適用された低域通過フィルタのインデックス]と、

広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブックインデックス、
といったパラメータが含まれている、請求項40に記載のセルラ通信システム。

【請求項44】 前記少なくとも1つの第3の広帯域信号符号化パラメータが、広帯域信号の符号化中に計算された線形予測フィルタの係数を含んで成る、請求項40に記載のセルラ通信システム。

【請求項45】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記斬新的コードブックのインデックス k との関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトルを探索する手段が含まれ、前記インデックス k が、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータを形成しており、

前記第1の係数を計算するための手段には、

$$rv = (Ev - Ec) / (Ev + Ec)$$

という関係式を用いて、有声化係数 rv を計算する手段が含まれ、ここで、

Ev は、基準化された適応コードベクトル bvT のエネルギーであり、

Ec は、基準化された斬新的コードベクトル gck のエネルギーであり、

b は、広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ利得であり、
 T は、広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ遅延であり、
 vT は、ピッチ遅延 T での適応コードブックベクトルであり、
 g は、広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブック利得であり、
 k は、広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブックのインデックスであり、

ck は、インデックス k での前記斬新的コードブックの斬新的コードベクトルである、

請求項40に記載のセルラ通信システム。

【請求項46】 前記有声化係数 rv が -1 から 1 の間にある値を有し、 1 という値が純粋な有声信号に対応し、 -1 という値が純粋な無声信号に対応する、請求項45に記載のセルラ通信システム。

【請求項47】 前記平滑化利得を計算するための手段には、

$$\lambda = 0.5(1 - rv)$$

という関係式を用いて係数 λ を計算する手段が含まれている、請求項46に記載のセルラ通信システム。

【請求項48】 係数 $\lambda = 0$ が純粋な有声信号を表わし、係数 $\lambda = 1$ が純粋な無声信号を表わす、請求項47に記載のセルラ通信システム。

【請求項49】 前記第2の係数を計算するための手段には、広帯域信号の符号化中に計算された隣接して続く線形予測フィルタの間の類似性を与える距離尺度を決定する手段が含まれている、請求項40に記載のセルラ通信システム。

【請求項50】 広帯域信号が符号化に先立ってサンプリングされ、符号化及び復号化の間にフレームによって処理され、

前記距離尺度を決定する手段には、広帯域信号の現在のフレーム n 内のイミタンススペクトル対と広帯域信号の過去のフレーム $n-1$ のイミタンススペクトル対の間のイミタンススペクトル対距離尺度を、

【数3】

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

という関係式によって計算する手段が含まれ、ここで、 p は線形予測フィルタの次数である、請求項49に記載のセルラ通信システム。

【請求項51】 前記第2の係数を計算するための手段には、 $0 \leq \theta \leq 1$ を限定条件として、

$$\theta = 1.25 - D_s / 400000.0$$

という関係式によって前記第2の係数 θ に対し前記イミタンススペクトル対距離尺度 D_s をマッピングする手段が含まれている、請求項50に記載のセルラ通信システム。

【請求項52】 前記平滑化利得を計算するための手段には、

$$S_n = \lambda \theta$$

という関係式によって第1の λ 及び第2の θ 係数の両方に基づき利得平滑化係数 S_n を計算する手段が含まれている、請求項40に記載のセルラ通信システム。

【請求項53】 前記係数 S_n が、無声で安定した広帯域信号について1に近づく値を、又純粹有聲広帯域信号又は不安定広帯域信号については0に近づく値を有する、請求項52に記載のセルラ通信システム。

【請求項54】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトルを探索する手段が含まれており、

前記広帯域信号が符号化に先立ってサンプリングされ、符号化及び復号化の間にフレームとサブフレームによって処理され、

前記平滑化利得を計算する手段には初期修正された利得 g_0 を計算する手段が含まれ、該初期修正された利得を計算する手段には、

$g < g-1$ である場合、 $g_0 \leq g-1$ を限定条件として、 $g_0 = g \times 1.19$ であり、

$g \geq g-1$ である場合、 $g_0 \geq g-1$ を限定条件として、 $g_0 = g / 1.19$ であるように前記広

帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブック利得 g を過去のサブフレームからの前記初期修正された利得 $g-1$ により与えられた閾値と比較する手段が含まれている、

請求項40に記載のセルラ通信システム。

【請求項55】 前記平滑化利得を計算するための手段には、

$$g_s = S_n \cdot g_0 + (1 - S_n) \cdot g$$

という関係式によって前記平滑化利得を決定する手段が含まれている、請求項54に記載のセルラ通信システム。

【請求項56】 (a)広帯域信号を符号化するための符号器及び符号化された広帯域信号を伝送するための手段を含む送信機及び(b)伝送された、符号化された広帯域信号を受信するための手段及び受信した、符号化された広帯域信号を復号化するための復号器を含む受信機を含んで成るセルラネットワーク構成要素において、

前記復号器が、受信された、符号化された広帯域信号を復号化するため1セットの広帯域信号符号化パラメータに対して応答する手段を含み、前記広帯域信号復号化手段が、前記セットの広帯域信号符号化パラメータからの符号化された広帯域信号の復号化中に利得平滑化されたコードベクトルを生成するための請求項21に記載のデバイスを含んでいる、セルラネットワーク構成要素。

【請求項57】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトルを探索するための手段が含まれており、

前記平滑化利得計算手段には、同様に前記セットの第4の広帯域信号符号化パラメータを形成する斬新的コードブック利得との関係において平滑化利得を計算する手段も含まれている、

請求項56に記載のセルラネットワーク構成要素。

【請求項58】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係においてコードブック内のコードベクトルを探索する手段が含まれ、

前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータが斬新的コードブック

インデックスを含む、

請求項56に記載のセルラネットワーク構成要素。

【請求項59】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトルを探索するための手段が含まれており、

前記少なくとも1つの第2の広帯域信号符号化パラメータには、

前記広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ利得と、

前記広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ遅延と、

前記広帯域信号の符号化中に選択され、前記広帯域信号の符号化中に計算されたピッチコードベクトルに適用された低域通過フィルタのインデックスと、

前記広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブックインデックスと

、

といったパラメータが含まれている、請求項56に記載のセルラネットワーク構成要素。

【請求項60】 前記少なくとも1つの第3の広帯域信号符号化パラメータが、広帯域信号の符号化中に計算された線形予測フィルタの係数を含んで成る、請求項56に記載のセルラネットワーク構成要素。

【請求項61】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記斬新的コードブックのインデックス k との関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトルを探索する手段が含まれ、前記インデックス k が、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータを形成しており、

前記第1の係数を計算するための手段には、

$$rv = (Ev - Ec) / (Ev + Ec)$$

という関係式を用いて、有声化係数 rv を計算する手段が含まれ、ここで

Ev は、基準化された適応コードベクトル bv_T のエネルギーであり、

Ec は、基準化された斬新的コードベクトル gck のエネルギーであり、

b は、前記広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ利得であり、

T は、前記広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ遅延であり、

v_T は、ピッチ遅延 T での適応コードブックベクトルであり、

g は、前記広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブック利得であり、

k は、前記広帯域信号の符号化中に計算された前記斬新的コードブックのインデックスであり、

ck は、インデックス k での前記斬新的コードブックの前記斬新的コードベクトルである、

請求項56に記載のセルラネットワーク構成要素。

【請求項62】 前記有声化係数 rv が -1 から 1 の間にある値を有し、 1 という値が純粋な有声信号に対応し、 -1 という値が純粋な無声信号に対応する、請求項61に記載のセルラネットワーク構成要素。

【請求項63】 前記平滑化利得を計算するための手段には、

$$\lambda = 0.5(1 - rv)$$

という関係式を用いて係数 λ を計算する手段が含まれている、請求項62に記載のセルラネットワーク構成要素。

【請求項64】 係数 $\lambda = 0$ が純粋な有声信号を表わし、係数 $\lambda = 1$ が純粋な無声信号を表わす、請求項63に記載のセルラネットワーク構成要素。

【請求項65】 前記第2の係数を計算するための手段には、前記広帯域信号の符号化中に計算された隣接して続く線形予測フィルタの間の類似性を与える距離尺度を決定する手段が含まれている、請求項56に記載のセルラネットワーク構成要素。

【請求項66】 前記広帯域信号が符号化に先立ってサンプリングされ、符号化及び復号化の間にフレームによって処理され、

前記距離尺度を決定する手段には、前記広帯域信号の現在のフレーム n のイミタンススペクトル対と前記広帯域信号の過去のフレーム $n-1$ のイミタンススペクトル対の間のイミタンススペクトル対距離尺度を、

【数4】

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUBi^{(n-1)})^2$$

という関係式によって計算する手段が含まれ、ここで、 p は線形予測フィルタの次数である、請求項65に記載のセルラネットワーク構成要素。

【請求項67】 前記第2の係数を計算するための手段には、 $0 \leq \theta \leq 1$ を限定条件として

$$\theta = 1.25 - D_s / 400000.0$$

という関係式によって前記第2の係数 θ に対し前記イミタンススペクトル対距離尺度 D_s をマッピングする手段が含まれている、請求項66に記載のセルラネットワーク構成要素。

【請求項68】 前記平滑化利得を計算するための手段には、

$$S_n = \lambda \theta$$

という関係式によって第1の λ 及び第2の θ 係数の両方に基づき利得平滑化係数 S_n を計算する手段が含まれている、請求項56に記載のセルラネットワーク構成要素。

【請求項69】 前記係数 S_n が、無声で安定した広帯域信号について1に近づく値を、又純粋有声広帯域信号又は非安定広帯域信号については0に近づく値を有する、請求項68に記載のセルラネットワーク構成要素。

【請求項70】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトルを探索する手段が含まれており、

前記広帯域信号が符号化に先立ってサンプリングされ、符号化及び復号化の間にフレーム及びサブフレームによって処理され、

前記平滑化利得を計算する手段には初期修正された利得 g_0 を計算する手段が含まれ、該初期修正された利得を計算する手段には、

$g < g-1$ である場合、 $g_0 \leq g-1$ を限定条件として、 $g_0 = g \times 1.19$ であり、

$g \geq g-1$ である場合、 $g_0 \geq g-1$ を限定条件として、 $g_0 = g/1.19$ であるように前記広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブック利得 g を過去のサブフレームからの前記初期修正された利得 $g-1$ により与えられた閾値と比較する手段が含まれている、

請求項56に記載のセルラネットワーク構成要素。

【請求項71】 前記平滑化利得を計算するための手段には、

$$g_s = S_n \cdot g_0 + (1 - S_n) \cdot g$$

という関係式によって前記平滑化利得を決定する手段が含まれている、請求項70に記載のセルラネットワーク構成要素。

【請求項72】 (a)広帯域信号を符号化するための符号器及び符号化された広帯域信号を伝送するための手段を含む送信機及び(b)伝送された、符号化された広帯域信号を受信するための手段及び受信した、符号化された広帯域信号を復号化するための復号器を含む受信機を含んで成る、セルラ移動送信機/受信機ユニットにおいて、

前記復号器が、受信された、符号化された広帯域信号を復号化するため1セットの広帯域信号符号化パラメータに対して応答する手段を含み、前記広帯域信号復号化手段が、前記1セットの広帯域信号符号化パラメータからの符号化された広帯域信号の復号化中に利得平滑化されたコードベクトルを生成するための請求項21に記載のデバイスを含んでいる、セルラ移動送信機/受信機ユニット。

【請求項73】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトルを探索するための手段が含まれており、

前記平滑化利得計算手段には、同様に前記セットの第4の広帯域信号符号化パラメータを形成する斬新的コードブック利得との関係において前記平滑化利得を計算する手段も含まれている、

請求項72に記載のセルラ移動送信機/受信機ユニット。

【請求項74】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係においてコードブック内のコードベクトルを探索する手段が含まれ、

前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータが斬新的コードブックインデックスを含む、

請求項72に記載のセルラ移動送信機/受信機ユニット。

【請求項75】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において斬新的コードブックの中の斬新的コードベクトルを探索するための手段が含まれており、

前記少なくとも1つの第2の広帯域信号符号化パラメータには、

前記広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ利得と、

前記広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ遅延と、

前記広帯域信号の符号化中に選択され、前記広帯域信号の符号化中に計算されたピッチコードベクトルに適用された低域通過フィルタのインデックスjと、

前記広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブックインデックスと

、

いったパラメータが含まれている、請求項72に記載のセルラ移動送信機/受信機ユニット。

【請求項76】 前記少なくとも1つの第3の広帯域信号符号化パラメータが、前記広帯域信号の符号化中に計算された線形予測フィルタの係数を含んで成る、請求項72に記載のセルラ移動送信機/受信機ユニット。

【請求項77】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記斬新的コードブックのインデックスkとの関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトルを探索する手段が含まれ、前記インデックスkが、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータを形成しており、

前記第1の係数を計算するための手段には、

$$rv=(Ev-Ec)/(Ev+Ec)$$

という関係式を用いて、有声化係数rvを計算する手段が含まれ、ここで、

Evは、基準化された適応コードベクトルbvTのエネルギーであり、

Ecは、基準化された斬新的コードベクトルgckのエネルギーであり、

bは、前記広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ利得であり、

Tは、前記広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ遅延であり、

vT は、ピッチ遅延 T での適応コードブックベクトルであり、

g は、前記広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブック利得であり、

k は、前記広帯域信号の符号化中に計算された前記斬新的コードブックのインデックスであり、

ck は、インデックス k での前記斬新的コードブックの斬新的コードベクトルである、

請求項72に記載のセルラ移動送信機/受信機ユニット。

【請求項78】 前記有声化係数 rv が -1 から 1 の間にある値を有し、 1 という値が純粋な有声信号に対応し、 -1 という値が純粋な無声信号に対応する、請求項77に記載のセルラ移動送信機/受信機ユニット。

【請求項79】 前記平滑化利得を計算するための手段には、

$$\lambda = 0.5(1 - rv)$$

という関係式を用いて係数 λ を計算する手段が含まれている、請求項78に記載のセルラ移動送信機/受信機ユニット。

【請求項80】 係数 $\lambda = 0$ が純粋な有声信号を表わし、係数 $\lambda = 1$ が純粋な無声信号を表わす、請求項79に記載のセルラ移動送信機/受信機ユニット。

【請求項81】 第2の係数を計算するための手段には、広帯域信号の符号化中に計算された隣接して続く線形予測フィルタの間の類似性を与える距離尺度を決定する手段が含まれている、請求項72に記載のセルラ移動送信機/受信機ユニット。

【請求項82】 前記広帯域信号が符号化に先立ってサンプリングされ、符号化及び復号化の間にフレームによって処理され、

前記距離尺度を決定する手段には、広帯域信号の現在のフレーム n のイミタンススペクトル対と広帯域信号の過去のフレーム $n-1$ のイミタンススペクトル対の間のイミタンススペクトル対距離尺度を、

【数5】

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUB_i^{(n-1)})^2$$

という関係式によって計算する手段が含まれ、ここで、 p は線形予測フィルタの次数である、請求項81に記載のセルラ移動送信機/受信機ユニット。

【請求項83】 前記第2の係数を計算するための手段には、 $0 \leq \theta \leq 1$ を限定条件として、

$$\theta = 1.25 - D_s / 400000.0$$

という関係式によって前記第2の係数 θ に対し前記イミタンススペクトル対距離尺度 D_s をマッピングする手段が含まれている、請求項82に記載のセルラ移動送信機/受信機ユニット。

【請求項84】 前記平滑化利得を計算するための手段には、

$$S_n = \lambda \theta$$

という関係式によって第1の λ 及び第2の θ 係数の両方に基づき利得平滑化係数 S_m を計算する手段が含まれている、請求項72に記載のセルラ移動送信機/受信機ユニット。

【請求項85】 前記係数 S_m が、無声で安定した広帯域信号について1に近づく値を、又純粋有声広帯域信号又は非安定広帯域信号については0に近づく値を有する、請求項84に記載のセルラ移動送信機/受信機ユニット。

【請求項86】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトルを探索する手段が含まれており、

前記広帯域信号が符号化に先立ってサンプリングされ、符号化及び復号化の間にフレーム及びサブフレームによって処理され、

前記平滑化利得を計算する手段には初期修正された利得 g_0 を計算する手段が含まれ、該初期修正された利得を計算する手段には、

$g < g-1$ である場合、 $g_0 \leq g-1$ を限定条件として、 $g_0 = g \times 1.19$ であり、

$g \geq g-1$ である場合、 $g_0 \geq g-1$ を限定条件として、 $g_0 = g/1.19$ であるように前記広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブック利得 g を過去のサブフレームからの前記初期修正された利得 $g-1$ により与えられた閾値と比較する手段が含まれている、

請求項72に記載のセルラ移動送信機/受信機ユニット。

【請求項87】 前記平滑化利得を計算するための手段には、

$$g_n = S_n \cdot g_0 + (1 - S_n) \cdot g$$

という関係式によって前記平滑化利得を決定する手段が含まれている、請求項86に記載のセルラ移動送信機/受信機ユニット。

【請求項88】 移動送信機/受信機ユニット、それぞれセル内に位置づけされたセルラ基地局、及びセルラ基地局間の通信を制御するための手段を含む、複数のセルに分割された大きな地理的エリアにサービスを提供するためのセルラ通信システム内で、

1つのセル内に位置づけされた各々の移動ユニットと前記1つのセルのセルラ基地局の間の双方向無線通信サブシステムであって、移動ユニットとセルラ基地局の両方の中に(a)広帯域信号を符号化するための符号器及び符号化された広帯域信号を伝送するための手段を含む送信機及び(b)伝送された、符号化された広帯域信号を受信するための手段及び受信した、符号化された広帯域信号を復号化するための復号器を含む受信機を含んで成る双方向無線通信サブシステムにおいて、

前記復号器が、受信された符号化された広帯域信号を復号化するため1セットの広帯域信号符号化パラメータに対して応答する手段を含み、前記広帯域信号復号化手段が、前記1セットの広帯域信号符号化パラメータからの前記符号化された広帯域信号の復号化中に利得平滑化されたコードベクトルを生成するための請求項21に記載のデバイスを含んでいる、双方向無線通信サブシステム。

【請求項89】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトルを探索するための手段が含まれており、

前記平滑化利得計算手段には、同様に前記セットの第4の広帯域信号符号化パ

ラメータを形成する斬新的コードブック利得との関係において前記平滑化利得を計算する手段も含まれている、

請求項88に記載の双方向無線通信サブシステム。

【請求項90】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係においてコードブック内のコードベクトルを探索する手段が含まれ、

前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータが斬新的コードブックインデックスを含む、

請求項88に記載の双方向無線通信サブシステム。

【請求項91】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において斬新的コードブックの中の斬新的コードベクトルを探索するための手段が含まれており、

前記少なくとも1つの第2の広帯域信号符号化パラメータには、

前記広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ利得と、

前記広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ遅延と、

前記広帯域信号の符号化中に選択され、該広帯域信号の符号化中に計算されたピッチコードベクトルに適用された低域通過フィルタのインデックス]と、

前記広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブックインデックスと

、
といったパラメータが含まれている、請求項88に記載の双方向無線通信サブシステム。

【請求項92】 前記少なくとも1つの第3の広帯域信号符号化パラメータが、前記広帯域信号の符号化中に計算された線形予測フィルタの係数を含んで成る、請求項88に記載の双方向無線通信サブシステム。

【請求項93】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記斬新的コードブックのインデックス k との関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトルを探索する手段が含まれ、前記インデックス k が、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータを形成しており、

前記第1の係数を計算するための手段には、

$$rv=(Ev-Ec)/(Ev+Ec)$$

という関係式を用いて、有声化係数 rv を計算する手段が含まれ、ここで

Ev は、基準化された適応コードベクトル bv^T のエネルギーであり、

Ec は、基準化された斬新的コードベクトル gck のエネルギーであり、

b は、前記広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ利得であり、

T は、前記広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ遅延であり、

v^T は、ピッチ遅延 T での適応コードブックベクトルであり、

g は、前記広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブック利得であり、

k は、前記広帯域信号の符号化中に計算された前記斬新的コードブックのインデックスであり、

ck は、インデックス k での前記斬新的コードブックの斬新的コードベクトルである、

請求項88に記載の双方向無線通信サブシステム。

【請求項94】 前記有声化係数 rv が -1 から 1 の間にある値を有し、 1 という値が純粋な有声信号に対応し、 -1 という値が純粋な無声信号に対応する、請求項93に記載の双方向無線通信サブシステム。

【請求項95】 前記平滑化利得を計算するための手段には、

$$\lambda=0.5(1-rv)$$

という関係式を用いて係数 λ を計算する手段が含まれている、請求項94に記載の双方向無線通信サブシステム。

【請求項96】 係数 $\lambda=0$ が純粋な有声信号を表わし、係数 $\lambda=1$ が純粋な無声信号を表わす、請求項95に記載の双方向無線通信サブシステム。

【請求項97】 第2の係数を計算するための手段には、前記広帯域信号の符号化中に計算された隣接して続く線形予測フィルタの間の類似性を与える距離尺度を決定する手段が含まれている、請求項88に記載の双方向無線通信サブシステム。

【請求項98】 前記広帯域信号が符号化に先立ってサンプリングされ、符号化及び復号化の間にフレームによって処理され、

前記離尺度を決定する手段には、広帯域信号の現在のフレーム n のイミタンススペクトル対と広帯域信号の過去のフレーム $n-1$ のイミタンススペクトル対の間のイミタンススペクトル対距離尺度を、

【数6】

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - ispSUB_i^{(n-1)})^2$$

という関係式によって計算する手段が含まれ、ここで、 p は線形予測フィルタの次数である、請求項97に記載の双方向無線通信サブシステム。

【請求項99】 前記第2の係数を計算するための手段には、 $0 \leq \theta \leq 1$ を限定条件として、

$$\theta = 1.25 - D_s / 400000.0$$

という関係式によって前記第2の係数 θ に対し前記イミタンススペクトル対距離尺度 D_s をマッピングする手段が含まれている、請求項98に記載の双方向無線通信サブシステム。

【請求項100】 前記平滑化利得を計算するための手段には、

$$S_n = \lambda \theta$$

という関係式によって第1の λ 及び第2の θ 係数の両方に基づき利得平滑化係数 S_n を計算する手段が含まれている、請求項88に記載の双方向無線通信サブシステム。

【請求項101】 前記係数 S_n が、無声で安定した広帯域信号について1に近づく値を、又純粋有聲広帯域信号又は非安定広帯域信号については0に近づく値を有する、請求項100に記載の双方向無線通信サブシステム。

【請求項102】 前記コードベクトルを探索するための手段には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトルを探索する手段が含まれており、

前記広帯域信号が符号化に先立ってサンプリングされ、符号化及び復号化の間

にフレーム及びサブフレームによって処理され、

前記平滑化利得を計算する手段には初期修正された利得 g_0 を計算する手段が含まれ、該初期修正された利得を計算する手段には、

$g < g-1$ である場合、 $g_0 \leq g-1$ を限定条件として、 $g_0 = g \times 1.19$ であり、

$g \geq g-1$ である場合、 $g_0 \geq g-1$ を限定条件として、 $g_0 = g/1.19$ であるように前記広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブック利得 g を過去のサブフレームからの前記初期修正された利得 $g-1$ により与えられた閾値と比較する手段が含まれている、

請求項88に記載の双方向無線通信サブシステム。

【請求項103】 前記平滑化利得を計算するための手段には、

$$g_s = S_n \cdot g_0 + (1 - S_n) \cdot g$$

という関係式によって前記平滑化利得を決定する手段が含まれている、請求項102に記載の双方向無線通信サブシステム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

〔発明の背景〕

(1.発明の分野)

本発明は、広帯域信号符号器の中で実現される利得平滑化方法及びデバイスに関する。

(2.先行技術の簡単な説明)

優れた主観的品質とビットレートの折り合いをもつ効率の良いデジタル広帯域信号音声/オーディオ符号化技術に対する需要は、オーディオ/ビデオ電子会議、マルチメディア及び無線応用分野ならびにインターネット及びパケットネットワーク応用分野といったような数多くの応用分野について増大しつつある。最近まで、音声符号化応用分野では主として200～3400Hzの範囲内で濾波される電話帯域幅が使用されていた。しかしながら、音声信号の了解度及び自然度を増大させるため、広帯域信号音声応用分野についての需要が増大している。対面状態の音声品質を供給するには、50～7000Hzの範囲内の帯域幅で充分であることがわかっている。オーディオ信号については、この範囲でも許容可能なオーディオ品質を提供するが、それでもなお20～20000Hzの範囲で動作するCDの品質よりも低いものである。

【0002】

音声符号器は、音声信号を、通信チャンネル上で伝送される(又は記憶媒体内に記憶される)デジタルビットストリームへと変換する。音声信号はデジタル化され(通常1サンプルあたり16ビットでサンプリングされ量子化される)、音声符号器は、優れた主観的音声品質を維持しながらより少ないビット数でこれらのデジタルサンプルを表現する役目をもつ。音声復号器又は合成器は、伝送された又は記憶されたビットストリームを処理してもとの音響信号、例えば音声/オーディオ信号へ変換して戻す。

【0003】

優れた品質とビットレートの折り合いを達成することのできる最良の従来技術の1つは、いわゆる、コード励振線形予測(CELP)技術である。この技術によると

、サンプリングされた音声信号は、 L を或る予め定められた数字($10\sim 30\text{ms}$ の音声に対応する)であるものとして、通常フレームと呼ばれる L 個のサンプルの連続的ブロックの形で処理される。CELPでは、線形予測(LP)合成フィルタが計算され、フレーム毎に伝送される。次に L サンプルフレームは、サイズ N のサンプルのサブフレームと呼ばれるさらに小さいブロックに分割され、ここで $L=kN$ とし k を1フレーム内のサブフレーム数とする(N は通常 $4\sim 10\text{ms}$ の音声に対応する)。励振信号は、通常2つの成分、すなわち過去の励振(ピッチ寄与又は適応コードブックとも呼ばれる)からの成分と、斬新的(innovative)コードブック(固定コードブックとも呼ばれる)からの成分から成る励振信号が各サブフレーム内で決定される。この励振信号は、合成音声を得るためにLP合成フィルタの入力として伝送され復号器において使用される。

【0004】

CELPの状況下での斬新的コードブックは、 N 次元コードベクトルと呼ばれることになるインデックスの付された N サンプル長のシーケンスのセットである。各コードブックシーケンスは、 M が、往々にしてビット数 b として表現されるコードブックのサイズを表わす(なお $M=2^b$) $1\sim M$ の範囲内の整数 k によって索引を付けられる。

【0005】

CELP技術に従って音声を合成するためには、 N サンプルの各ブロックが、音声信号のスペクトル特性をモデル化する時間変化フィルタを通して斬新的コードブックから適切なコードベクトルを濾波することによって合成される。符号器端部では合成出力は、斬新的コードブックからのコードベクトルの全て又はサブセットについて計算される(コードブック検索)。保持されるコードベクトルは、知覚的に重みづけされた歪み尺度に従ってもとの音声信号に最も近い合成出力を生成するコードベクトルである。この知覚重みづけは、通常LP合成フィルタから得られるいわゆる知覚重みづけフィルタを用いて実施される。

【0006】

CELPモデルは、電話帯域の音響信号を符号化する上で大きな成功をおさめてきており、広範囲の応用分野で、特にデジタルセルラ応用分野でいくつかのCELPベ

ースの規準が存在している。電話帯域においては、音響信号は200～3400Hzに帯域制限され、8000サンプル/秒でサンプリングされる。広帯域信号音声/オーディオ応用分野では、音響信号は50～7000Hzに帯域制限され、16000サンプル/秒でサンプリングされる。

【0007】

電話帯域の最適化されたCELPモデルを広帯域信号に応用する場合には、いくつかの問題点が発生し、高品質の広帯域信号を得るためにそのモデルに対し付加的な機能を加える必要がある。広帯域信号は、電話帯域信号に比べはるかに広いダイナミックレンジを示し、その結果、アルゴリズムの不動点実現(fixed-point implementations)が必要とされる場合(これは無線の応用分野では不可欠である)、精度の問題が発生する。その上、CELPモデルは往々にして、その符号化ビットの大部分を、通常より高いエネルギーの内容をもつ低周波領域上で費やし、その結果、低域通過出力信号がもたらされる。

【0008】

合成音声信号において認められる問題点は、背景雑音がサンプリングされた音声信号内に存在するときの復号器性能の低下にある。復号器端では、CELPモデルは、知覚された合成信号を改善するために、後置濾波及び後処理技術を使用する。これらの技術は、広帯域信号に対処するようにされる必要がある。

〔発明の要約〕

先行技術の上述の問題を克服するため、本発明は、1セットの信号符号化パラメータからの符号化された信号の復号化中に利得平滑化されたコードベクトルを生成するための方法を提供している。信号は、定常背景雑音を含み、該方法は、該セットの少なくとも1つの第1の信号符号化パラメータとの関係において1つのコードベクトルを探索する段階、該セットの少なくとも1つの第2の信号符号化パラメータに応答して信号内の定常背景雑音を表わす少なくとも1つの係数を計算する段階、非線形操作を用いて雑音を表わす係数との関係において平滑化利得を計算する段階、及び平滑化利得を用いて探索されたコードベクトルを増幅し、それによって利得平滑化されたコードベクトルを生成する段階、を含んで成る。

【0009】

本発明はまた、1セットの広帯域信号符号化パラメータから1つの符号化された広帯域信号を復号化する間に利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法に関し、

該セットの少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において1つのコードベクトルを探索する段階、

該セットの少なくとも1つの第2の広帯域信号符号化パラメータに応答して広帯域信号内の有声化を表わす係数を計算する段階と、

非線形操作を用いて、有声化を表わす係数との関係において平滑化利得を計算する段階と

平滑化利得を用いて探索されたコードベクトルを増幅し、それによって前記利得平滑化されたコードベクトルを生成する段階と、

を含んで成る方法にも関する。

【0010】

本発明はさらに、1セットの広帯域信号符号化パラメータから1つの符号化された広帯域信号を復号化する間に利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法に関する。この方法は、該セットの少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において1つのコードベクトルを探索する段階、該セットの少なくとも1つの第2の広帯域信号符号化パラメータに応答して広帯域信号の安定性を表わす係数を計算する段階、非線形な関係を用いて安定性を表わす係数との関係において平滑化利得を計算する段階、及び平滑化利得を用いて探索されたコードベクトルを増幅し、それによって前記利得平滑化されたコードベクトルを生成する段階、を含んで成る。

【0011】

さらに本発明に従うと、1セットの広帯域信号符号化パラメータから1つの符号化された広帯域信号を復号化する間に利得平滑化されたコードベクトルを生成する方法が提供され、

該セットの少なくとも1つの第1の広帯域信号符号化パラメータとの関係において1つのコードベクトルを探索する段階、該セットの少なくとも1つの第2の広帯域信号符号化パラメータに応答して広帯域信号内の有声化を表わす第1の係数を

計算する段階、該セットの少なくとも1つの第3の広帯域信号符号化パラメータに
応答して広帯域信号の安定性を表わす第2の係数を計算する段階、該第1及び第2
の係数との関係において平滑化利得を計算する段階、及び平滑化利得を用いて探
索されたコードベクトルを増幅し、それによって利得平滑化されたコードベクト
ルを生成する段階、を含んで成る方法が提供されている。

【0012】

従って、本発明は、特にサンプリングされた広帯域信号内の背景雑音の存在下
で高品質の再生された信号(合成信号)を得ることを考慮して、特に(ただし排他
的ではなく)CELPタイプの符号化技術によって効率よく広帯域信号(50~7000Hz
)を符号化するために利得平滑化機能を使用している。

【0013】

利得平滑化されたコードベクトル生成方法の好適実施例に従うと、

コードベクトルを探索する段階には、前記少なくとも1つの第1の広帯域信号符
号化パラメータとの関係において斬新的コードブック内の斬新的コードベクトル
を探索する段階が含まれており、

平滑化利得計算には、同様に該セットの第4の広帯域信号符号化パラメータを
形成する斬新的コードブック利得との関係において平滑化利得を計算することも
含まれており、

第1の広帯域信号符号化パラメータは斬新的コードブックインデックスを含ん
でおり、

少なくとも1つの第2の広帯域信号符号化パラメータには、

広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ利得、

広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ遅延、

広帯域信号の符号化中に選択され、広帯域信号の符号化中に計算されたピッ
チコードベクトルに適用された低域通過フィルタのインデックスj、及び

広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブックインデックス、
といったパラメータが含まれており、

少なくとも1つの第3の広帯域信号符号化パラメータは、広帯域信号の符号化中
に計算された線形予測フィルタの係数を含んで成り、

斬新的コードベクトルは、該斬新的コードブックのインデックス k との関係において斬新的コードブック内で探索され、該インデックス k が、第1の広帯域信号符号化パラメータを形成しており、

第1の係数を計算する段階には、

$$rv = (Ev - Ec) / (Ev + Ec)$$

を用いて、有声化係数 rv を計算することが含まれ、ここで

Ev は、基準化された適応コードベクトル bvT のエネルギーであり、

Ec は、基準化された斬新的コードベクトル gck のエネルギーであり、

b は、広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ利得であり、

T は、広帯域信号の符号化中に計算されたピッチ遅延であり、

vT は、ピッチ遅延 T での適応コードブックベクトルであり、

g は、広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブック利得であり、

k は、広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブックのインデックスであり、

ck は、インデックス k での前記斬新的コードブックの斬新的コードベクトルであり、

有声化係数 rv は、 -1 から 1 の間にある値を有し、 1 という値が純粋な有声信号に対応し、 -1 という値が純粋な無声信号に対応し、

平滑化利得を計算する段階には、

$$\lambda = 0.5(1 - rv)$$

という関係式を用いて係数 λ を計算する段階が含まれており、

係数 $\lambda = 0$ は、純粋な有声信号を表わし、係数 $\lambda = 1$ は純粋な無声信号を表わし、

第2の係数を計算する段階には、広帯域信号の符号化中に計算された隣接して続く線形予測フィルタの間の類似性を与える距離尺度を決定する段階が含まれており、

広帯域信号は符号化に先立ってサンプリングされ、符号化及び復号化の間にフレームによって処理され、距離尺度を決定する段階には、広帯域信号の現在のフレーム n のイミタンススペクトル対と広帯域信号の過去のフレーム $n-1$ のイミタンススペクトル対の間のイミタンススペクトル対距離尺度を、

【0014】

【数7】

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - isp_i^{(n-1)})^2$$

【0015】

という関係式によって計算する段階が含まれ、式中、 p は線形予測フィルタの次数であり、

第2の係数を計算する段階には、 $0 \leq \theta \leq 1$ を限定条件として、

$$\theta = 1.25 - D_s / 400000.0$$

という関係式によって第2の係数 θ に対しイミタンススペクトル対距離尺度 D_s をマッピングする段階が含まれ、

平滑化利得を計算する段階には、

$$S_n = \lambda \theta$$

という関係式によって第1の λ 及び第2の θ 係数の両方に基づき利得平滑化係数 S_n を計算する段階が含まれ、

係数 S_n は、無声で安定した広帯域信号について1に近づく値を、又純粋な有声広帯域信号又は不安定な広帯域信号については0に近づく値を有し、

平滑化利得を計算する段階には、

$g < g-1$ である場合、 $g_0 \leq g-1$ を限定条件として、 $g_0 = g \times 1.19$ であり、

$g \geq g-1$ である場合、 $g_0 \geq g-1$ を限定条件として、 $g_0 = g / 1.19$ であるように広帯域信号の符号化中に計算された斬新的コードブック利得 g を過去のサブフレームからの初期修正された利得 $g-1$ により与えられた閾値と比較することによって初期修正された利得 g_0 を計算する段階が含まれており、

平滑化利得を計算する段階には、

$$g_s = S_n \cdot g_0 + (1 - S_n) \cdot g$$

という関係式によってこの平滑化利得を決定する段階が含まれている。

【0016】

本発明はさらに、

前述の方法を実現するための、1セットの広帯域信号符号化パラメータから1つの符号化された広帯域信号を復号化する間に利得平滑化されたコードベクトルを生成するためのデバイス、及び

広帯域信号符号化パラメータセットからの1つの符号化された広帯域信号を復号化する間に利得平滑化されたコードベクトルを生成するための上述のデバイスを内蔵する、セルラ通信システム、セルラネットワーク構成要素、セルラ移動送信機/受信機ユニット及び双方向無線通信サブシステムに関する。

【0017】

本発明の上述の及びその他の目的、利点及び特長は、添付図面を参考にして例示のみを目的として示されているその好適実施例についての以下の非制限的な記述を読むことによってさらに明白になるであろう。

〔好適実施例の詳細な説明〕

当業者にとっては周知である通り、401(図4参照)のようなセルラ通信システムは広い地理的エリアをより小さな一定数 C のセルに分割することによりその広いエリア全体にわたり電子通信サービスを提供する。この C 個のより小さなセルは、各セルに無線シグナリング、オーディオ及びデータチャンネルを提供するべくそれぞれのセルラ基地局4021, 4022, ... 402 C のサービスを受けている。

【0018】

セルラ基地局402の有効範囲エリア(セル)の限界内で403といったような移動無線電話(移動送信機/受信機ユニット)をページングするため及び基地局のセルの内部又は外部のいずれかにあるその他の無線電話403又は、公衆交換電話網(PSTN)404といったようなもう1つのネットワークに発呼するために、無線シグナリングチャンネルが用いられる。

【0019】

無線電話403がひとたび発呼又は着呼に成功したならば、この無線電話403とそれの位置しているセルに対応するセルラ基地局の間にオーディオ又はデータチャンネルが確立され、基地局402と無線電話403の間の通信がそのオーディオ又はデ

ータチャンネル上で行なわれる。無線電話403は同様に、呼が進行している間にシグナリングチャンネル上で制御又はタイミング情報を受信することもできる。

【0020】

無線電話403が呼の進行中に1つのセルから離れもう1つの隣接セルに入った場合、それは、新しいセルの基地局402の利用可能なオーディオ又はデータチャンネルに呼をハンドオーバーする。無線電話403が、いかなる呼も進行中でない間に1つのセルを離れもう1つの隣接するセルに入った場合、無線電話403は、新しいセルの基地局402にログインするべくシグナリングチャンネル上で制御メッセージを送る。このやり方で、広い地理的エリアにわたる移動通信が可能となる。

【0021】

セルラ通信システム401はさらに、例えば無線電話403とPSTN404の間又は第1のセル内にある無線電話403と第2のセル内にある無線電話403の間の通信中に、セルラ基地局402とPSTN404の間の通信を制御するために、制御端末405を含んでいる。

【0022】

当然のことながら、1つのセル内の基地局402とそのセル内にある無線電話403の間にオーディオ又はデータチャンネルを確立するためには、双方向無線通信サブシステムが必要とされる。図4で非常に簡略化された形で示されているように、かかる双方向無線通信サブシステムは典型的には、無線電話403内に、

音声を符号化するための符号器407及び

符号器407から409といったアンテナを介して符号化された音声を送信するための送信回路408、

を含む送信機406、及び

通常同じアンテナ409を介して送信された符号化された音声を受信するための受信回路411、及び

受信回路411からの受信した符号化された音声を復号化するための復号器412、
を含む受信機410を備えている。

【0023】

無線電話403はさらに、符号器407及び復号器412が接続されそこからの信号を処理するためのその他の従来の無線電話回路413を含んで成るが、この回路413は当業者にとっては周知のものであり、従って、本明細書ではさらに詳述しない。

【0024】

同様に、かかる双方向無線通信サブシステムは典型的に、各基地局402内に、
音声を符号化するための符号器415及び
417といったようなアンテナを介して符号器415からの符号化された音声を送信するための送信回路416、
を含む送信機414、及び
同じアンテナ417を介して、送信された符号化された音声を受信するための受信回路419、及び
受信回路419からの受信した符号化された音声を復号化するための復号器420、
を含む受信機418を備えている。

【0025】

基地局402はさらに、典型的には、制御端末405と送信機414及び受信機418の間の通信を制御するため、その付属するデータベース422と共に基地局コントローラ421を含んで成る。

【0026】

当業者にとっては周知のとおり、双方向無線通信サブシステムを横断して、すなわち無線電話403と基地局402の間で音響信号例えばスピーチといったような音声信号を伝送するのに必要な帯域幅を低減させるためには、音声符号化が必要とされる。

【0027】

コード励振線形予測(CELP)符号器といったような典型的には13kビット/秒以下で動作するLP音声符号器(例えば415及び407)は、典型的には音声の短期スペクトル包絡線をモデル化するためLP合成フィルタを使用する。LP情報は典型的には10又は20ms毎に復号器(例えば420及び412)に伝送され、復号器端で抽出される。

【0028】

本仕様書に開示されている新しい技術は、異なるLPベースの符号器に適用できる。しかしながら、これらの技術の非制限的な例を示す目的で好適実施例においては、CELPタイプの符号器が使用される。同じやり方で、かかる技術は、スピーチ及び音声以外の音響信号ならびにその他のタイプの広帯域信号でも使用可能である。

【0029】

図1は、広帯域信号によりうまく対処するべく修正されたCELPタイプの音声符号器100の全体的なブロック図を示す。

【0030】

サンプリングされた入力音声信号114は、「フレーム」と呼ばれる連続的な L 個のサンプルブロックに分割される。各フレーム期間に、そのフレーム内の音声信号を表わす異なるパラメータが計算され、符号化され、送信される。LP合成フィルタを表わすLPパラメータは、通常、各フレーム毎に一回計算される。フレームはさらに、 N 個のサンプルのさらに小さなブロックに分割され、この中で励振パラメータ(ピッチ及び斬新(innovation))が決定される。CELPの文献中では、これらの長さ N のブロックは「サブフレーム」と呼ばれ、サブフレーム内の N サンプル信号は N 次元ベクトルと呼ばれる。この好適実施例においては、長さ N は5msに、一方長さ L は20msに対応し、これはすなわちフレームが4つのサブフレームを含むことを意味している(16kHzのサンプリングレートで $N=80$, 12.8kHzへのダウンサンプリング後は64)。符号化手順にはさまざまな N 次元ベクトルが関与する。図1及び2に現われるベクトルのリストならびに伝送されたパラメータのリストを、以下に示す。

【0031】

主な N 次元ベクトルのリスト

s 広帯域信号入力音声ベクトル(ダウンサンプリング、前処理及びプリエンファシスの後の)

sw 重みづけされた音声ベクトル

s0 重みづけされた合成フィルタのゼロ入力応答

sp ダウンサンプリングされた前処理された信号

オーバーサンプリングされた合成音声信号

s' デエンファシス前の合成信号

sd デエンファシスされた合成信号

sh デエンファシス及び後処理の後の合成信号

x ピッチ検索のための目標ベクトル

x' 斬新的検索のための目標ベクトル

h 重みづけされた合成フィルタインパルス応答

vT 遅延Tでの適応(ピッチ)コードブックベクトル

yT 濾波されたピッチコードブックベクトル(hで畳み込まれたvT)

ck インデックスkでの斬新的コードベクトル(斬新的コードブックからのk番目のエントリ)

cf 増強された、基準化された斬新的コードベクトル

u 励振信号(基準化された斬新的及びピッチコードベクトル)

u' 増強された励振、

z 帯域通過雑音シーケンス

w 白色雑音シーケンス

w 基準化された雑音シーケンス

伝送されたパラメータのリスト

STP 短期予測パラメータ(A(z)を規定)

T ピッチ遅れ(又はピッチコードブックインデックス)

b ピッチ利得(又はピッチコードブック利得)

j ピッチコードベクトルに適用される低域通過フィルタのインデックス

k コードベクトルインデックス(斬新的コードブックエントリ)

g 斬新的コードブック利得

この好適実施例においては、STPパラメータはフレーム毎に1度伝送され、残りのパラメータは、1フレームあたり4回(サブフレーム毎に)伝送される。

[符号器100]

サンプリングされた音声信号は、それぞれ101~111の参照番号が付された11個のモジュールに分解される図1の符号器100により、ブロック毎を原則に符号化さ

れる。

【0032】

入力音声は、フレームと呼ばれる前述のLサンプルブロックへと処理される。

【0033】

図1を参照すると、サンプリングされた入力音声信号114は、ダウンサンプリングモジュール101内でダウンサンプリングされる。例えば、信号は、当業者にとって周知の技術を用いて16kHzから12.8kHzまでダウンサンプリングされる。当然のことながら12.8kHz以外の周波数へのダウンサンプリングも考えられる。ダウンサンプリングは、より小さな周波数帯域幅が符号化されることから、符号化効率を増大させる。これは又、1つのフレーム内のサンプル数が減少することから、アルゴリズムの複雑性を低減させる。ダウンサンプリングの使用は、ビットレートが16kbit/秒以下に低下させられる場合には有意であるが、16kbit/秒以上ではダウンサンプリングは不可欠ではない。

【0034】

ダウンサンプリングの後、20msの320サンプルフレームは、256サンプルフレームまで削減される(4/5のダウンサンプリング比)。

【0035】

入力されたフレームは次に、オプションの前処理ブロック102に供給される。前処理ブロック102は、50Hzの遮断周波数をもつ高域通過フィルタから構成されていてよい。高域通過フィルタ102は、50Hz未満の望ましくない音響成分を除去する。

【0036】

ダウンサンプリングされた前処理された信号は、 $sp(n)$, $n=0,1,2,\dots,L-1$ で記され、ここでLはフレームの長さである(12.8kHzのサンプリング周波数で256)。プリエンファシスフィルタ103の好適実施例においては、信号 $sp(n)$ は、次の伝達関数、

$$P(z)=1-\mu z^{-1}$$

を用いてプリエンファシスされ、ここで、 μ は、0と1の間の値(典型的な値は $\mu=0.7$)をもつプリエンファシス係数である。高次フィルタを使用することもできる

。より効率の良い不動点実現を得るため高域通過フィルタ102とプリエンファシスフィルタ103を交換することができるということも指摘すべきである。

【0037】

プリエンファシスフィルタ103の機能は、入力信号の高周波の内容を強化することにある。これは又、入力音声信号のダイナミックレンジを低減させ、そのため不動点実現のためにはより適切なものにしている。プリエンファシスがない場合、単精度演算を用いた不動点でのLP分析は実現がむずかしい。

【0038】

プリエンファシスは同様に、音響の質を改善するのに貢献する量子化誤差の適切な全体的知覚重みづけを達成する上で重要な役割を果たす。これについては、以下でさらに詳細に説明する。

【0039】

プリエンファシスフィルタ103の出力は、 $s(n)$ と記されている。この信号は、計算器モジュール104内でLP分析を実施するために使用される。LP分析は、当業者にとって周知の技術である。この好適実施例においては、自己相関アプローチが使用される。自己相関アプローチでは、信号 $s(n)$ はまず最初にハミング窓(通常約30~40msの長さをもつ)を用いて窓操作される。自己相関は窓操作された信号から計算され、 $i=1, \dots, p$ で p が広帯域符号化では典型的には16であるLP次数であるLPフィルタ係数、 a_i を計算するためにレビンソン-ダービン(Levinson-Durbin)の再帰が用いられる。パラメータ a_i は、次の関係式、

【0040】

【数8】

$$A(z) = 1 + \sum_{i=1}^p a_i z^{-i}$$

【0041】

により与えられたLPフィルタの伝達関数の係数である。

【0042】

LP分析は、LPフィルタ係数の量子化及び補間をも実施する計算器モジュール104内で実施される。LPフィルタ係数はまず、量子化及び補間の目的により適した別の1つの等価ドメインへと変換される。線スペクトル対(LSP)及びイミタンススペクトル対(ISP)ドメインは、量子化及び補間を効率良く実施できる2つのドメインである。16のLPフィルタ係数 a_i を、分割又は多段量子化又はそれらの組合せを用いて約30～50ビットで量子化することができる。補間の目的は、フレームごとにLPフィルタ係数を一回伝送する間にサブフレーム毎にLPフィルタ係数を更新することを可能にし、それによってビットレートを増大させることなく符号器の性能を改善させることにある。LPフィルタ係数の量子化及び補間は、別の形で当業者にとって周知のものであると考えられ、従って本明細書ではこれ以上記述しない。

【0043】

【外1】

以下では、サブフレームベースで実施される符号化動作の残りの部分について記述する。以下の記述では、フィルタ $A(z)$ は、サブフレームの量子化されていない補間済みLPフィルタを表わし、フィルタ $\hat{A}(z)$ (これ以降の文中、 $\hat{A}(z)$ の代りに $\hat{A}(z)$ と表記する)はサブフレームの量子化された補間済みLPフィルタを表わす。

【0044】

(知覚重みづけ)

合成による分析符号器においては、知覚的に重みづけされたドメイン内で入力音声と合成音声の間の平均 2 乗誤差を最小にすることによって、最適なピッチ及び斬新的パラメータを検索する。これは、重みづけされた入力音声と重みづけされた合成音声の間の誤差を最小にすることと等価である。

【0045】

重みづけされた信号 $sw(n)$ は、知覚重みづけフィルタ105内で計算される。従来、重みづけされた信号 $sw(n)$ は、

$$W(z)=A(z/\gamma_1)/A(z/\gamma_2) \quad \text{ここで } 0<\gamma_2<\gamma_1<1$$

という形の伝達関数 $W(z)$ をもつ重みづけフィルタによって計算されてきた。

【0046】

当業者には周知であるように、先行技術の合成による分析(Abs)符号器においては、分析により、量子化誤差が知覚重みづけフィルタ105の伝達関数の逆数である伝達関数 $W^{-1}(z)$ によって重みづけされるということが示されている。この結果については、B.S.Atal及びM.R.Schroeder が「音声の予測符号化及び主観的誤差基準(Predictive coding of speech and subjective error criteria)」IEEE Transaction ASSP,第27巻,No.3,p247~254,1979年6月の中で十分に記述している。伝達関数 $W^{-1}(z)$ は、入力音声信号のフォルマント構造の一部を示す。、それによって、人間の耳のマスクング特性は、フォルマント領域内に存在する強い信号エネルギーによりマスクングされることになるフォルマント領域内でより多くのエネルギーを有するように量子化誤差を整形することによって活用される。重みづけの量は、係数 γ_1 及び γ_2 によって制御される。

【0047】

上述の従来の知覚重みづけフィルタ105は、電話帯域信号についてうまく働く。しかしながら、この従来の知覚重みづけフィルタ105は、広帯域信号の効率の良い知覚重みづけには適さないことがわかった。同様に、従来の知覚重みづけフィルタ105が、フォルマント構造及び所要スペクトル傾斜(spectral tilt)を同時にモデル化する上で固有の制限をもつこともわかった。スペクトル傾斜は、低周波数と高周波数の間の広いダイナミックレンジのせいで、広帯域信号においてより多く述べられている。先行技術では、広帯域信号入力信号の傾斜及びフォルマント重みづけを別々に制御するため $W(z)$ 内に傾斜フィルタを付加することが、提案されてきた。

【0048】

この問題に対する新しい解決法は、入力端でプリアンファシスフィルタ103を導入し、プリアンファシスされた音声 $s(n)$ に基づいてLPフィルタ $A(z)$ を計算し、

その分母を固定することにより修正されたフィルタ $W(z)$ を使用するということにある。

【0049】

LPフィルタ $A(z)$ を得るため、プリアンファシスされた信号 $s(n)$ についてモジュール104内でLP分析が実施される。同様に、固定された分母を伴う新しい知覚重みづけフィルタ105が使用される。知覚重みづけフィルタ105のための伝達関数の一例が、次の関係式、

$$W(z)=A(z/\gamma_1)/(1-\gamma_2 z^{-1}) \quad \text{ここで } 0 < \gamma_2 < \gamma_1 < 1$$

から求められる。

【0050】

分母にはより高い次数を用いることができる。この構造は、フォルマント重みづけを傾斜から分離させる。

【0051】

$A(z)$ はプリアンファシスされた音声信号 $s(n)$ に基づいて計算されることから、フィルタ $1/A(z/\gamma_1)$ の傾斜は、 $A(z)$ が原音声に基づいて計算される場合に比べてさほど述べられないという点に留意されたい。デエンファシスは

$$P^{-1}(z)=1/(1-\mu z^{-1})$$

という伝達関数をもつフィルタを用いて復号器端で実施されることから、量子化誤差スペクトルは、伝達関数 $W^{-1}(z)P^{-1}(z)$ をもつフィルタにより整形される。 γ_2 を μ に等しく設定した場合(これが典型的ケースである)、量子化誤差のスペクトルは、 $A(z)$ がプリアンファシスされた音声信号に基づいて計算されるものとして、その伝達関数が $1/A(z/\gamma_1)$ であるフィルタによって整形される。主観的リスニングにより、プリアンファシス及び修正された重みづけ濾波の組合せによる誤差整形達成のためのこの構造が、不動点アルゴリズム実現の容易さという利点に加えて広帯域信号を符号化するために非常に効率の良いものであるということが示された。

(ピッチ分析)

ピッチ分析を簡略化するため、重みづけされた音声信号 $sw(n)$ を用いて開ループピッチ検索モジュール106内で開ループピッチ遅れTOLがまず最初に推定される

。このとき、サブフレームベースで閉ループピッチ検索モジュール107内で実施される閉ループピッチ分析は、LTPパラメータ T 及び b (それぞれピッチ遅れ及びピッチ利得)の検索上の複雑性を著しく低減させる開ループピッチ遅れ TOL のまわりに制限される。開ループピッチ分析は通常、当業者にとって周知の技術を用いて10ms(2サブフレーム)毎に一回、モジュール106内で実施される。

【0052】

LTP(長期予測)分析のための標的ベクトル x がまず最初に計算される。これは通常、重みづけされた音声信号 $sw(n)$ から重みづけされた合成フィルタ $W(z)/\Lambda(z)$ のゼロ入力応答 s_0 を減算することによって行なわれる。このゼロ入力応答 s_0 は、ゼロ入力応答計算器108によって計算される。より具体的には、次の関係式、

$$x = s_w - s_0$$

を用いて、目標ベクトル x が計算される。

【0053】

ここで、 x は N 次元の目標ベクトルであり、 sw はサブフレーム内の重みづけされた音声ベクトルであり、 s_0 は、その初期状態による組合せフィルタ $W(z)/\Lambda(z)$ の出力であるフィルタ $-W(z)/\Lambda(z)$ のゼロ入力応答である。ゼロ入力応答計算器108は、フィルタ $-W(z)/\Lambda(z)$ のゼロ入力応答 s_0 (入力をゼロに等しく設定することによって決定されるような初期状態に起因する応答の一部分)を計算するために、LP分析、量子化及び補間計算器モジュール104からの量子化された補間されたLPフィルタ $\Lambda(z)$ 及びメモリーモジュール111内に記憶された重みづけされた合成フィルタ $W(z)/\Lambda(z)$ の初期状態に対して応答する。ここでも又、この動作は当業者にとって周知のものであり、従ってここでこれ以上記述することはしない。

【0054】

当然のことながら、標準ベクトル x を計算するために代替的なただし数学的に等価のアプローチを使用することもできる。

【0055】

重みづけされた合成フィルタ $W(z)/\Lambda(z)$ の N 次元インパルス応答ベクトル h は、モジュール104からのLPフィルタ係数 $A(z)$ 及び $\Lambda(z)$ を用いて、インパルス応答発生器モジュール109内で計算される。ここでも又、この動作は当業者にとって周

知のものであり、従ってここでこれ以上記述することはしない。

【0056】

閉ループピッチ(又はピッチコードブック)パラメータ b 、 T 、及び J は、入力として目標ベクトル x 、インパルス応答ベクトル h 及び閉ループピッチ遅れ TOL を用いる閉ループピッチ検索モジュール107内で計算される。従来、ピッチ予測は、次の伝達関数、

$$1/(1-bz^{-1})$$

をもつピッチフィルタによって表現されてきた。

【0057】

なお式中、 b はピッチ利得であり、 T はピッチ遅延すなわち、遅れである。この場合、励振信号 $u(n)$ に対するピッチ貢献は、 $bu(n-T)$ によって求められ、ここで合計励振は、 g を斬新的コードブック利得、 $ck(n)$ をインデックス k における斬新的コードベクトルとして、次の式、

$$u(n)=bu(n-T)+gC_k(n)$$

により求められる。

【0058】

この表現には、ピッチ遅れ T がサブフレーム長 N よりも短い場合に制限がある。他の1つの表現では、ピッチ貢献は、過去の励振信号を含むピッチコードブックとして見るができる。一般にピッチコードブック内の各ベクトルは、先行するベクトルの1シフトバージョン(1つのサンプルを捨て新しいサンプルを1つ加える)である。ピッチ遅れ $T>N$ について、ピッチコードブックは、フィルタ構造 $1/(1-bz^{-T})$ と等価であり、ピッチ遅れ T におけるピッチコードブックベクトル $v_T(n)$ は次の式により求められる。

【0059】

$$v_T(n)=u(n-T), \quad n=0, \dots, N-1$$

N よりも短いピッチ遅れ T について、そのベクトルが完成するまで過去の励振からの利用可能なサンプルを反復することによって、ベクトル $v_T(n)$ が構築される(これはフィルタ構造と等価ではない)。

【0060】

近年の符号器では、有声セグメントの品質を著しく向上するさらに高いピッチ分解能が用いられる。これは、多相補間フィルタを用いて過去の励振信号をオーバーサンプリングすることによって達成される。この場合、ベクトル $v_T(n)$ は通常過去の励振の補間されたバージョンに対応し、ピッチ遅れ T は非整数遅延(例えば50.25)である。

【0061】

ピッチ検索は、目標ベクトル x と基準化された濾波された過去の励振の間の平均 2 乗された重みづけ誤差 E を最小にする最良のピッチ遅れ T 及び利得 b を探索することから成る。誤差 E は、以下のように表わされる。

【0062】

$$E = \| x - by_T \|^2$$

ここで、 y_T はピッチ遅れ T における濾波されたピッチコードブックベクトルであり、次の式で表わされる。

【0063】

【数9】

$$y_T(n) = v_T(n) * h(n) = \sum_{i=0}^n v_T(i) h(n-i), \quad n = 0, \dots, N-1.$$

【0064】

誤差 E は、 t がベクトル転置を表わすものとして、

【0065】

【数10】

$$C = \frac{x' y_T}{\sqrt{y_T' y_T}}$$

【0066】

という検索基準を最大にすることによって最小化される。

【0067】

本発明の好適実施例においては、 $1/3$ のサブサンプルピッチ分解能が使用され、ピッチ(ピッチコードブック)検索は3段階で構成されている。

【0068】

第1段階では、開ループピッチ遅れTOLが重みづけされた音声信号 $sw(n)$ に 응답して開ループピッチ検索モジュール106内で推定される。前述した通り、この開ループピッチ分析は通常、当業者にとって周知の技術を用いて、10ms(2サブフレーム)毎に実施される。

【0069】

第2段階では、推定された開ループピッチ遅れTOL(通常 ± 5)の前後の整数ピッチ遅れについて、閉ループピッチ検索モジュール107の中で検索基準Cが検索され、こうして検索手順は著しく簡略化される。全てのピッチ遅れについて畳み込みを計算する必要性なく、濾波されたコードベクトル y_t を更新するために単純な手順を使用することができる。

【0070】

第2段階でひとたび最適な整数ピッチ遅れが探索されたならば、検索(モジュール107)の第3段階では、その最適な整数ピッチ遅れに近い端数がテストされる。

【0071】

$T > N$ のピッチ遅れについての有効な仮定である $1/(1-bz^{-T})$ の形のフィルタによってピッチ予測器が表わされる場合、ピッチフィルタのスペクトルは、高調波周波数が $1/T$ に関係づけされている状態で、全周波数範囲にわたる高調波構造を示す。広帯域信号の場合、この構造は、広帯域信号内の高調波構造が拡張されたスペクトル全体をカバーしないことから、さほど効率の良いものではない。高調波構造は、音声セグメントに応じて、或る周波数までしか存在しない。従って、広帯域信号音声の有声セグメントでのピッチ貢献の効率の良い表現を達成するためには、ピッチ予測フィルタは、広帯域信号スペクトル全体にわたり周期性の量を変動させる柔軟性をもつ必要がある。

【0072】

本明細書では、過去の励振に対しいくつかの形の低域通過フィルタを適用し、より高い予測利得をもつ低域通過フィルタを選択する、広帯域信号の音声スペクトルの高調波構造の効率の良いモデル化を達成する新しい方法が開示されている。

【0073】

サブサンプルピッチ分解能が用いられる場合、より高いピッチ分解能を得るために使用される補間フィルタに、低域通過フィルタを内蔵することができる。この場合、選択された整数ピッチ遅れに近い端数がテストされるピッチ検索の第3段階が、異なるローパス特性をもついくつかの補間フィルタについて反復され、検索基準 C を最大にするフィルタインデックスと端数が選択される。

【0074】

より単純なアプローチは、或る周波数応答をもつ1つの補間フィルタのみを用いて最適な端数ピッチ遅れを決定するべく前述の3段階での検索を完了し、かつ選択されたコードブックベクトル V_T に異なる予め定められた低域通過フィルタを適用することによって最後に最適な低域通過フィルタ形状を選択し、ピッチ予測誤差を最小にする低域通過フィルタを選択することにある。このアプローチについて、以下で詳細に論述する。

【0075】

図3は、提案されているアプローチの好適実施例の概略的ブロック図を示している。

【0076】

メモリモジュール303においては、過去の励振信号 $u(n)$, $n < 0$ が記憶される。ピッチコードブック検索モジュール301は、前述の検索基準 C を最小にするよう、ピッチコードブック(ピッチコードブック)検索を行なうためメモリーモジュール303からの目標ベクトル x 、開ループピッチ遅れ TOL 、過去の励振信号 $u(n)$ ($n < 0$)に対して応答する。モジュール301内で実施された検索の結果から、モジュール302は、最適なピッチコードブックベクトル V_T を生成する。サブサンプルピッチ分解能が使用される(端数ピッチ)ことから、過去の励振信号 $u(n)$ ($n < 0$)は補間されピッ

チコードブックベクトル v_T はこの補間された過去の励振信号に対応する、という点に留意のこと。この好適実施例においては、補間フィルタ(モジュール301内、ただし図示せず)は、7000Hzより大きい周波数内容を除去する低域通過フィルタ特性を有する。

【0077】

好ましい1実施形態においては、 K フィルタ特性が使用され、これらのフィルタ特性は、低域通過又は帯域通過フィルタ特性でありうる。最適なコードベクトル v_T がひとたび決定され、ピッチコードベクトル発生器302により供給されたならば、コードベクトル v_T の K 個の濾波されたバージョンがそれぞれ305(j)(なおここで $j=1,2,\dots,k$)といった K 個の異なる周波数整形フィルタを用いて計算される。これらの濾波されたバージョンは $v_f(j)$ と記され、ここで $j=1,2,\dots,k$ である。異なるベクトル $v_f(j)$ は、ベクトル $y(j)$ (ここで $j=0,1,2,\dots,k$)を得るためインパルス応答 h でそれぞれのモジュール304(j)(ここで $j=0,1,2,\dots,k$)内で畳み込みされる。各ベクトル $y(j)$ について平均2乗された予測誤差を計算するためには、対応する増幅器307(j)を用いて利得 b を値 $y(j)$ に乘算し、対応する減算器308(j)を用いて目標ベクトル x から $by(j)$ を減算する。セレクタ309は、平均2乗されたピッチ予測誤差、

$$e^{(j)} = \|x - b^{(j)} y^{(j)}\|^2 \quad j=1,2,\dots,K$$

を最小にする周波数整形フィルタ305(j)を選択する。

【0078】

平均2乗ピッチ予測誤差 $e(j)$ を $y(j)$ の各々の値について計算するためには、対応する増幅器307(j)を用いて値 $y(j)$ に利得 b を乗じ、減算器308(j)を用いて目標ベクトル x から値 $b(j)y(j)$ を減算する。各々の利得 $b(j)$ は、インデックス j での周波数整形フィルタと共に対応する利得計算器306(j)で次の関係式を用いて、計算される。

【0079】

$$b^{(j)} = x^t y^{(j)} / \|y^{(j)}\|^2$$

セレクタ309内では、平均2乗ピッチ予測誤差 e を最小にする v_T 又は $v_f(j)$ に基づいて、パラメータ b, T , 及び j が選択される。

【0080】

再び図1を参照すると、ピッチコードブックインデックス T が符号化され、マルチプレクサ112に伝送される。ピッチ利得 b は量子化され、マルチプレクサ112に伝送される。この新しいアプローチでは、マルチプレクサ112で、選択された周波数整形フィルタのインデックス j を符号化するのに、追加情報が必要とされる。例えば、3つのフィルタが使用される場合($j=0,1,2,3$)には、この情報を表現するのに、2つのビットが必要である。フィルタインデックス情報 j は、ピッチ利得 b と合わせて符号化することもできる。

(斬新的コードブック検索)

ひとたびピッチ又はLTP(長期予測)パラメータ b 、 T 及び j が決定されたならば、次のステップは、図1の検索モジュール110を用いて最適な斬新的励振を検索することである。まず第1に、目標ベクトル x はLTP貢献を減算することで更新される。

【0081】

$$x' = x - by_T$$

ここで、 b はピッチ利得であり、 y_T は濾波されたピッチコードブックベクトル(選択された低域通過フィルタで濾波され、図3を参照にして記述されている通りインパルス応答で畳み込みされた遅延 T での過去の励振)である。

【0082】

CELPにおける検索手順は、目標ベクトルと、基準化された濾波されたコードベクトルの間の次の式で表わされる平均2乗誤差 E を最小にする最適な励振コードベクトル c_k 及び利得 g を探索することによって実施される。

【0083】

$$E = \| x' - gHc_k \|^2$$

ここで、 H は、インパルス応答ベクトル h から導出された下三角畳み込み行列である。

【0084】

本発明の好適実施例においては、斬新的コードブック検索は、1995年8月22日に発行された米国特許第5,444,816号(Adoul et al.);1997年12月17日付でAdoul

et al., に対し付与された第5,699,482号;1998年5月19日付でAdoul et al.に付与された第5,754,976号;及び1997年12月23日付の第5,701,392号(Adoul et al.)に記述されている代数コードブックを用いて、モジュール110内で実施される。

【0085】

最適な励振コードベクトル ck 及びその利得 g がモジュール110によってひとたび選択されたならば、コードブックインデックス k 及び利得 g が符号化され、マルチプレクサ112に伝送される。

【0086】

図1を参照すると、パラメータ $b, T, j, \Lambda(z), k$ 及び g は通信チャンネルを通して伝送される前に、MX112によって多重化される。

(メモリー更新)

メモリーモジュール111(図1)では、重みづけされた合成フィルタ $W(z)/\Lambda(z)$ の状態が、この重みづけされた合成フィルタを通して励振信号 $u=gck+bvT$ を濾波することにより更新される。この濾波の後、フィルタの状態は記憶され、計算器モジュール108でゼロ入力応答を計算するための初期状態として次のサブフレームで使用される。

【0087】

目標ベクトル x の場合と同様に、フィルタ状態を更新するのに、当業者にとって周知のその他の代替的、ただし数学的に等価のアプローチを使用することも可能である。

[復号器200]

図2の音声復号化デバイス200は、デジタル入力222(デマルチプレクサ217への入力ストリーム)と出力のサンプリングされた音声223(加算器221の出力)の間で実施されるさまざまなステップを示している。

【0088】

デマルチプレクサ217は、デジタル入力チャンネルから受信した2進情報から合成モデルパラメータを抽出する。各々の受信した2進情報から、抽出されたパラメータは、短期予測パラメータ(STP) $\Lambda(z)$ (フレームあたり1回)、長期予測(LTP)パラメータ T, b 及び j (各フレームについて)及び斬新(innovation)コードブックイ

ンデックス k 及び利得 g (各サブフレームについて)である。

【0089】

現在の音声信号は、以下で説明する通り、これらのパラメータに基づいて合成される。

【0090】

斬新的コードブック218は、増幅器224を通して復号化された利得係数 g によって基準化される斬新コードベクトル ck を生成するべくインデックス k に対して応答する。好適実施例においては、斬新的コードベクトル ck を表わすために、前述の米国特許第5,444,816号、5,699,482号、5,754,976号及び5,701,392号で記述されている通りの斬新的コードブック218が使用される。

【0091】

増幅器224の出力端で生成された基準化されたコードベクトル gck は、斬新フィルタ205を通して処理される。

(利得平滑化)

図2の復号器200において、背景雑音性能を改善するため斬新的コードブック利得 g に対し、非線形利得平滑化技術が適用される。広帯域信号の音声セグメントの定常性(安定性)及び有声化に基づいて、斬新的コードブック218の利得 g は、定常信号の場合の励振のエネルギー変動を低減させるため、平滑化される。こうして定常背景雑音の存在下でのコーデック性能が改善される。

【0092】

好適実施例においては、2つのパラメータが平滑化量を制御するために使用される。すなわち、共に広帯域信号内の定常背景雑音を表わすものである広帯域信号のサブフレームの有声化とLP(線形予測)フィルタ206の安定性である。

【0093】

サブフレーム内の有声化の度合を推定するために異なる方法を使用することができる。

【0094】

ステップ501(図5):

好適実施例においては、次の関係式を用いて有声化係数発生器204内で有声化

係数 rv が計算される。

【0095】

$$rv = (Ev - Ec) / (Ev + Ec)$$

ここで Ev は、基準化されたピッチコードベクトル bvT のエネルギーであり、 Ec は、基準化された斬新的コードベクトル gck のエネルギーである。すなわち、

【0096】

【数11】

$$E_v = b^2 v_T' v_T = b^2 \sum_{n=0}^{N-1} v_T^2(n)$$

【0097】

と

【0098】

【数12】

$$E_c = g^2 c_k' c_k = g^2 \sum_{n=0}^{N-1} c_k^2(n)$$

【0099】

である。

【0100】

有声化係数 rv の値は-1と1の間にあり、ここで1という値は純粋有声信号に対応し、-1という値は純粋無声信号に対応するという点に留意のこと。

【0101】

ステップ502(図5):

係数 λ が、次の関係式によって rv に基づき、利得平滑化計算器228の中で計算

される。

【0102】

$$\lambda = 0.5(1 - rv)$$

ここで係数 λ が無声化量に関係すること、すなわち純粹有聲セグメントについては $\lambda=0$ であり、純粹無聲セグメントについては $\lambda=1$ であることに留意のこと。

【0103】

ステップ503(図5):

隣接するLPフィルタの類似性を与える距離尺度に基づいて、安定性係数発生器230で安定性係数 θ が計算される。異なる類似性尺度を使用することができる。この好適実施例においては、LP係数が量子化され、イミタンススペクトル対(ISP)で補間される。従って、ISPドメインで距離尺度を導出するのが適切である。代替的には、LPフィルタの線スペクトル周波数(LSF)表示を用いて隣接するLPフィルタの類似性距離を見い出すこともできる。先行技術では、Itakura尺度といったようなその他の尺度も同じく使用されてきた。

【0104】

好適実施例においては、現行フレーム n と過去フレーム $n-1$ のISP間のISP距離尺度は、安定性係数発生器230で計算され、次の関係式によって求められる。

【0105】

【数13】

$$D_s = \sum_{i=1}^{p-1} (isp_i^{(n)} - isp_i^{(n-1)})^2$$

【0106】

ここで、 p は、LPフィルタ206の次数である。ここで使用されている最初の $p-1$ 個のISPが、0~8000Hzの範囲内の周波数であることに留意のこと。

【0107】

ステップ504(図5):

ISP距離尺度は、0～1の範囲内の安定性係数 θ に対し、利得平滑化計算器228内でマッピングされ、 $0 \leq \theta \leq 1$ を限定条件として以下の式から導出される。

【0108】

$$\theta = 1.25 - D_s / 400000.0$$

ここで、 θ のより大きな値が、より安定した信号に対応することに留意のこと。

【0109】

ステップ505(図5):

次に有声化及び安定性の両方に基づく利得平滑化係数 S_m が利得平滑化計算器228で計算され、以下の式によって求められる。

【0110】

$$S_m = \lambda \theta$$

無声の及び安定した信号について S_m の値は1に近づき、これは、定常背景雑音信号の場合に言えることである。純粹有声信号又は不安定な信号については、 S_m の値は0に近づく。

【0111】

ステップ506(図5):

過去のサブフレームからの初期修正された利得 g_{-1} により与えられる閾値と斬新的コードブック利得 g を比較することにより、利得平滑化計算器228で初期修正された利得 g_0 が計算される。 g が g_{-1} 以上である場合には、 $g_0 \geq g_1$ を限定条件として、 g を1.5dBだけ減少させることによって、 g_0 が計算される。 g が g_{-1} 未満である場合には、 $g_0 \leq g_{-1}$ を限定条件として、 g を1.5dBだけ増加させることによって、 g_0 が計算される。ここで、利得を1.5dBだけ増加させることは、1.19を乗じることと等価であるという点に留意のこと。換言すると、

$g < g_{-1}$ である場合、 $g_0 \leq g_{-1}$ を限定条件として、 $g_0 = g * 1.19$ であり、

$g \geq g_{-1}$ である場合、 $g_0 \geq g_{-1}$ を限定条件として、 $g_0 = g / 1.19$ である。

【0112】

ステップ507(図5):

最後に、次の式から、利得平滑化計算器228で平滑化された固定コードブック

利得 g_s が計算される。

【0113】

$$g_s = S_n \cdot g_0 + (1 - S_n) \cdot g$$

次に平滑化された利得 g_s は、増幅器232で斬新的コードベクトル ck を基準化するために使用される。

【0114】

ここで、上述の利得平滑化手順が広帯域信号以外の信号に適用できるということを一言つけ加えておく。

(周期性増強)

増幅器224の出力端にある生成された、基準化されたコードベクトルは、周波数依存型ピッチ増強装置205により処理される。

【0115】

励振信号 u の周期性を増強すると、有声セグメントの場合、品質が改善される。これは過去においては、 ϵ が導入された周期性の量を制御する0.5未満の係数であるものとして $1/(1 - \epsilon \cdot bz - T)$ という形のフィルタを通して斬新的コードブック(固定コードブック)218からの斬新的ベクトルを濾波することによって行なわれた。このアプローチは、スペクトル全体にわたる周波数を導入することから、広帯域信号の場合にさほど効率が良くない。その周波数応答が低い方の周波数よりも高い方の周波数をさらにいっそうエンファシスする斬新フィルタ205($F(z)$)を通して斬新的(固定)コードブックからの斬新的コードベクトル ck を濾波することにより周期性増強が達成される、本発明の一部を成す新しい代替的アプローチが開示される。 $F(z)$ の係数は、励振信号 u の周期性の量に関係づけられる。

【0116】

有効な周期性係数を得るために、当業者にとって既知の数多くの方法が、利用可能である。例えば、利得 b の値は、周期性の表示を提供する。すなわち、利得 b が1に近い場合、励振信号 u の周期性は高く、利得 b が0.5未満である場合、周期性は低い。

【0117】

好適実施例において使用されるフィルタ $F(z)$ の係数を導出するためのもう1つ

の効率の良い方法は、係数を合計励振信号 u 内のピッチ貢献量に関係づけすることである。こうして、より高い周波数がより高いピッチ利得についてより強くエンファシスされる(より強い全体的傾斜)、サブフレームの周期性に応じた周波数応答が結果としてもたらされる。斬新フィルタ205は、励振信号 u がより周期的であるとき低周波数で斬新的コードベクトル ck のエネルギーを低下させる効果を持ち、こうして、高い方の周波数よりも低い方の周波数で励振信号 u の周期性が増強されることになる。斬新フィルタ205について提案される形態は、

$$(1) F(z)=1-\sigma z^{-1} \quad \text{又は} \quad (2) F(z)=-\alpha z+1-\alpha z^{-1}$$

であり、ここで、 σ 又は α は、励振信号 u の周期性のレベルから導出された周期性係数である。

【0118】

好適実施例においては、第2の3項の形態の $F(z)$ が使用される。周期性係数 α は有声化係数発生器204において計算される。励振信号 u の周期性に基づいて周期性係数 α を導出するのにいくつかの方法を使用することができる。以下では、2つの方法を紹介する。

【0119】

方法1:

合計励振信号 u に対するピッチ貢献の比が、まず次の以下の式により有声化係数発生器204内で計算される。

【0120】

【数14】

$$R_p = \frac{b^2 v_T' v_T}{u' u} = \frac{b^2 \sum_{n=0}^{N-1} v_T^2(n)}{\sum_{n=0}^{N-1} u^2(n)}$$

【0121】

ここで v_T は、ピッチコードブックベクトル、 b はピッチ利得、 u は、次の式によ

り加算器219の出力端において与えられた励振信号 u である。

【0122】

$$u = gck + bvT$$

ここで、 bvT という項は、その源を、メモリー203に記憶されたピッチ遅れ T 及び u の過去値に応じてピッチコードブック(適応コードブック)201内に有することに留意のこと。このときピッチコードブック201からのピッチコードベクトル vT は、デマルチプレクサ217からのインデックス j を用いてその遮断周波数が調整される低域通過フィルタ202を通して処理される。結果として得られるコードベクトル vT は次に、信号 bvT を得るために増幅器226を通して、デマルチプレクサ217からの利得 b により乗算される。

【0123】

係数 α は、 $\alpha < q$ を限定条件として、 $\alpha = qRq$ という式から、有声化係数発生器204で計算され、ここで q は、増強の量を制御する係数である(q は、この好適実施例において、0.25に設定される)。

【0124】

方法2:

周期性係数 α を計算するために本発明の好適実施例において使用されるもう1つの方法について以下で論述する。

【0125】

まず第1に、有声化係数 rv が次の式により有声化係数発生器204で計算される。

【0126】

$$rv = (Ev - Ec) / (Ev + Ec)$$

なおここで Ev は、基準化されたピッチコードベクトル bvT のエネルギーであり、 Ec は基準化された斬新的コードベクトル gck のエネルギーである。すなわち、

【0127】

【数15】

$$E_v = b^2 v_T' v_T = b^2 \sum_{n=0}^{N-1} v_T^2(n)$$

【0128】

及び

【0129】

【数16】

$$E_c = g^2 c_k' c_k = g^2 \sum_{n=0}^{N-1} c_k^2(n)$$

【0130】

である。

【0131】

ここで、 rv の値が-1と1の間にある(1は純粋有声信号に対応し、-1は純粋無声信号に対応する)ことに留意のこと。

【0132】

この好適実施例においては、係数 σ はこのとき、

$$\sigma = 0.125(1+rv)$$

という式により有声化係数発生器204で計算され、これは、純粋無声信号については0という値に対応し、純粋有声信号については0.25という値に対応する。

【0133】

第1の2項形態の $F(z)$ では、周期性係数 σ は前述の方法1及び2において $\sigma = 2\alpha$ を使用することによって近似され得る。このような場合、周期性係数 σ は、前述の方法1では、 $\sigma < 2q$ を限定条件として、次のように計算される。

【0134】

$$\sigma = 2qRp$$

方法2では、周期性係数 σ は、次のように計算される。

【0135】

$$\sigma = 0.25(1+rv)$$

従って増強された信号 cf は、斬新フィルタ205($F(z)$)を通して基準化された斬新的コードベクトル gck を濾波することによって計算される。

【0136】

増強された励振信号 u' は、加算器220に次の通りに計算される。

【0137】

$$u' = cf + bvT$$

ここでこのプロセスが符号器100では実施されないことに留意のこと。それによって、符号器100と復号器200の間の同期を保つためには増強なしで励振信号 u を用いてピッチコードブック201の内容を更新することが不可欠である。従って、励振信号 u は、ピッチコードブック201のメモリ203を更新するために用いられ、増強された励振信号 u' は、LP合成フィルタ206の入力端で使用される。

(合成及びデエンファシス)

合成信号 s' は、 $\Lambda(z)$ が現在のサブフレーム内の補間されたLPフィルタであるものとして $1/\Lambda(z)$ の形態をもつLP合成フィルタ206を通して増強された励振信号 u' を濾波することによって計算される。図2を見ればわかるように、デマルチプレクサ217からのライン225上の量子化されたLP係数 $\Lambda(z)$ は、LP合成フィルタ206に供給されてLP合成フィルタ206のパラメータをそれに応じて調整する。デエンファシスフィルタ207は図1のプリエンファシスフィルタ103の逆である。デエンファシスフィルタ207の伝達関数は、次の式により得られる。

【0138】

$$D(z) = 1/(1 - \mu z^{-1})$$

ここで、 μ は、0と1の間にある値(典型値は $\mu = 0.7$)をもつプリエンファシス係数である。高次フィルタも同様に使用可能である。

【0139】

ベクトル s' は、望ましくない50Hz未満の周波数を除去しさらに sh を得るため

に高域通過フィルタ208の中を通過させられるベクトル s_d を得る目的で、デエンファシスフィルタ $D(z)$ (モジュール207)を通して濾波される。

(オーバーサンプリング及び高周波数再生)

【外2】

オーバーサンプリングモジュール209は、図1のダウンサンプリングモジュール101の逆処理を行なう。この好適実施例においては、オーバーサンプリングは、当業者にとって周知の技術を用いて、12.8kHzのサンプリングレートからもとの16kHzサンプリングレートへと切り替える。オーバーサンプリングされた合成信号は \hat{s} (これ以降の文中、 s の代りに \hat{s} と表記する)と記される。信号 \hat{s} は同様に、合成された広帯域信号中間信号とも呼ばれる。

【0140】

オーバーサンプリングされた合成 \hat{s} 信号は、符号器100でダウンサンプリング処理(図1のモジュール101)によって失われたより高い周波数の成分を含まない。このため合成された音声信号に対する低域通過知覚が得られる。もとの信号の全帯域を回復するために、高周波数生成手順が開示されている。この手順は、モジュール210~216、及び加算器221で実施され、有声化係数発生器204からの入力が必要とする(図2)。

【0141】

この新しいアプローチにおいては、励振ドメイン内で適切に基準化された白色雑音をスペクトルの上部部分に充てんすることによって高周波数の内容が生成され、次に、好ましくは、ダウンサンプリングされた信号 \hat{s} を合成するのに用いられたものと同じLP合成フィルタでそれを整形することにより音声ドメインに変換される。

【0142】

高周波数生成手順について以下で記述する。

【0143】

ランダム雑音発生器213は、当業者にとっては周知の技術を用いて、全周波数帯域幅にわたり平坦なスペクトルをもつ白色雑音シーケンス w を生成する。生成されたシーケンスは、もとのドメイン内のサブフレーム長である長さ N' を有する。ここで N がダウンサンプリングされたドメイン内のサブフレーム長であることに留意のこと。この好適実施例においては、 $N=64$ 及び $N'=80$ であり、これは5msに対応する。

【0144】

白色雑音シーケンスは、利得調整モジュール214で適切に基準化される。利得調整には、以下のステップが含まれる。まず第1に、生成された雑音シーケンス w' のエネルギーを、エネルギー計算モジュール210により計算された増強された励振信号 u' のエネルギーに等しく設定し、結果として得られた基準化雑音シーケンスを次の式から求める。

【0145】

【数17】

$$w(n) = w'(n) \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} u'^2(n)}{\sum_{n=0}^{N'-1} w'^2(n)}}, \quad n=0, \dots, N'-1.$$

【0146】

利得基準化における第2のステップは、有声セグメントの場合に(無声セグメントに比べて高い周波数で存在するエネルギーが低い)、生成される雑音のエネルギーを低減させるべく、有声化係数発生器204の出力端で合成された信号の高周波の内容を考慮に入れることにある。この好適実施例においては、スペクトル傾斜(tilt)計算器212によって合成信号の傾斜(tilt)を測定しそれに応じてエネルギーを低減させることによって高周波の内容の測定が実現される。ゼロ交差測定といったようなその他の測定も同じく使用することができる。傾斜(tilt)が非常に強い場合、これは有声セグメントに対応するが、雑音エネルギーはさらに低減

される。傾斜(tilt)係数は、合成信号shの第1の相関係数としてモジュール212の中で計算され、 $\text{tilt} \geq 0$ 及び $\text{tilt} \geq \text{rv}$ を条件として、次の式から得られる。

【0147】

【数18】

$$\text{tilt} = \frac{\sum_{n=1}^{N-1} s_h(n)s_h(n-1)}{\sum_{n=0}^{N-1} s_h^2(n)}$$

【0148】

ここで、有声化係数rvは次の式によって得られる。

【0149】

$$\text{rv} = (\text{Ev} - \text{Ec}) / (\text{Ev} + \text{Ec})$$

ここでEvは、基準化されたピッチコードベクトルbvTのエネルギーであり、Ecは、前述の通り、基準化された斬新的コードベクトルgckのエネルギーである。有声化係数rvは傾斜(tilt)より小さいことが最も多いが、この条件は、傾斜(tilt)値が負であり、rvの値が高い高周波数トーンに対する予防策として導入されたものである。従って、この条件は、かかるトーン信号に対する雑音エネルギーを低減させる。

【0150】

傾斜(tilt)値は、平坦なスペクトルの場合0であり、強く有声化された信号の場合1であり、より多くのエネルギーが高周波数で存在する無声信号の場合負である。

【0151】

高周波の内容の量から、基準化係数gtを導出するために異なる方法を使用することができる。本発明においては、前述の信号の傾斜(tilt)に基づいて2つの方法が示されている。

【0152】

方法1:

基準化係数 gt は、次の式により、傾斜($tilt$)から導出される。 $0.2 \leq gt \leq 1.0$ を限定条件として、

$$gt = 1 - tilt$$

傾斜($tilt$)が1に接近する強く有声化された信号については、 gt は0.2であり、強く無声化された信号については、 gt は1.0となる。

【0153】

方法2:

傾斜($tilt$)係数 gt を、まず最初にゼロ以上となるよう制限し、次に基準化係数を傾斜($tilt$)から次に式により導出する。

【0154】

$$gt = 10^{-0.6 tilt}$$

従って、利得調整モジュール214で生成される基準化された雑音シーケンス wg は、次の式により得られる:

$$wg = gt w$$

傾斜($tilt$)がゼロに近い場合、基準化係数 gt は1に近く、その結果エネルギーが減少することはない。傾斜($tilt$)値が1である場合、基準化係数 gt は、生成された雑音のエネルギーの12dBの削減を結果としてもたらす。

【0155】

雑音がひとたび適切に基準化されたならば(wg)、それをスペクトル整形器215を用いて音声ドメイン内にもっていく。好適実施例においては、これは、ダウンサンプリングされたドメイン内で使用されるものと同じLP合成フィルタ($1/\Lambda(z/0.8)$)の帯域幅が拡張されたバージョンを通して雑音 wg を濾波することによって達成される。

【0156】

対応する帯域幅拡張LPフィルタ係数を、スペクトル整形器215で計算する。

【0157】

その後、濾波された、基準化された雑音シーケンス wf は、帯域通過フィルタ216を用いて回復すべき所要周波数範囲まで帯域通過濾波される。好適実施例にお

いては、帯域通過フィルタ216は、周波数範囲5.6~7.2kHzに雑音シーケンスを制限する。結果として得られた帯域通過濾波された雑音シーケンスZは、出力端223上で最終的音響信号soutを得るべく、オーバーサンプリングされた合成音声信号s' に対し加算器221で加算される。

【0158】

本発明について以上でその好適実施例を用いて記述してきたが、この実施例は、本発明の精神及び性質から逸脱することなく、特許請求の範囲内で随意に修正することができる。好適実施例では、広帯域信号音声信号の使用について論述されているものの、当業者にとっては、本発明が広帯域信号全般を用いるその他の実施例にも向けられること、そして必ずしも音声の利用分野に制限されるものではないことは明白である。

【図面の簡単な説明】

【図1】

広帯域符号器の略ブロック図を示す図である。

【図2】

本発明による利得平滑化方法及びデバイスを具体化する広帯域復号器の略ブロック図を示す図である。

【図3】

ピッチ分析デバイスの略ブロック図を示す図である。

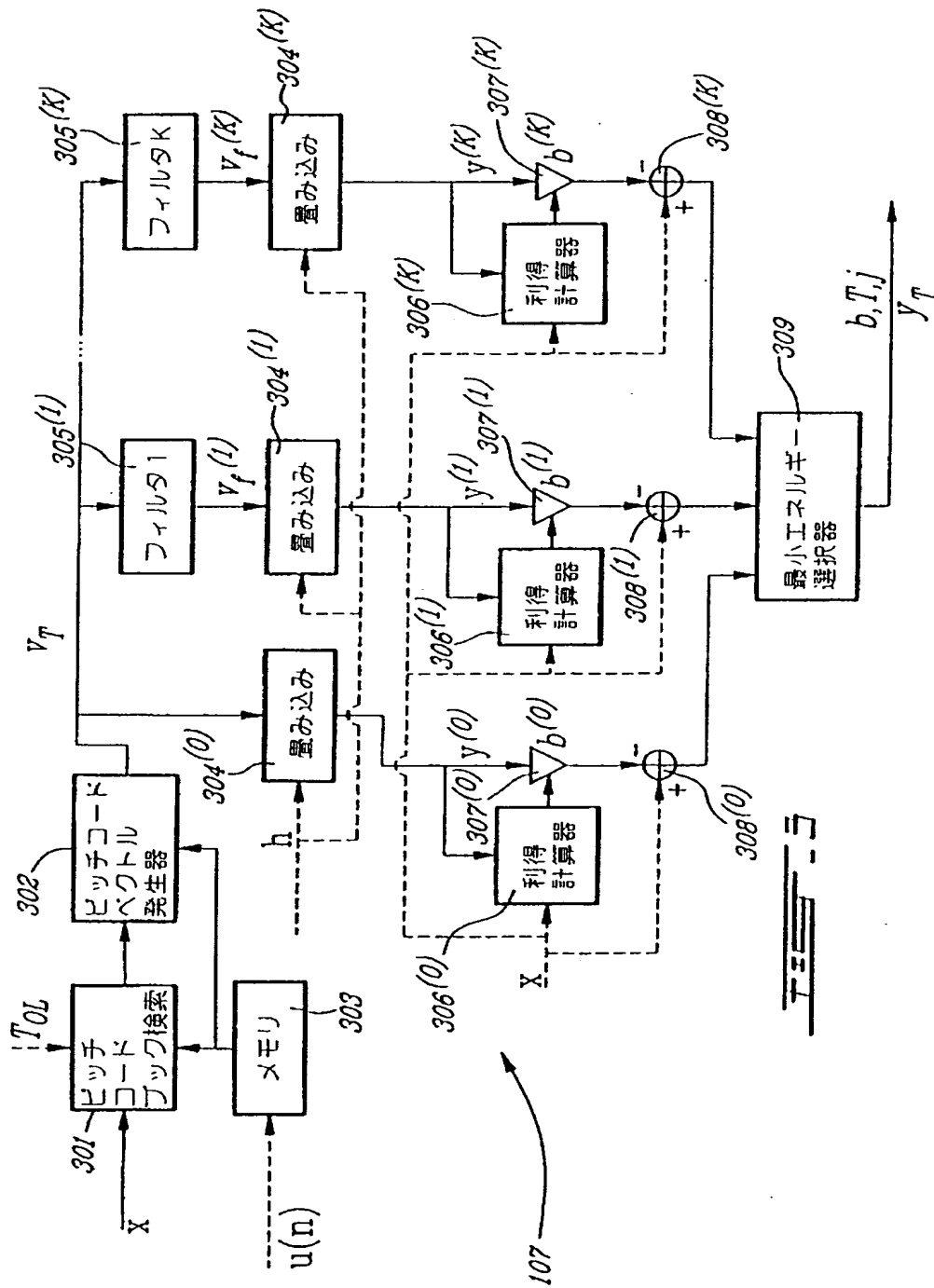
【図4】

図2の広帯域復号器の形で具体化された利得平滑化方法の略フローチャートを示す図である。

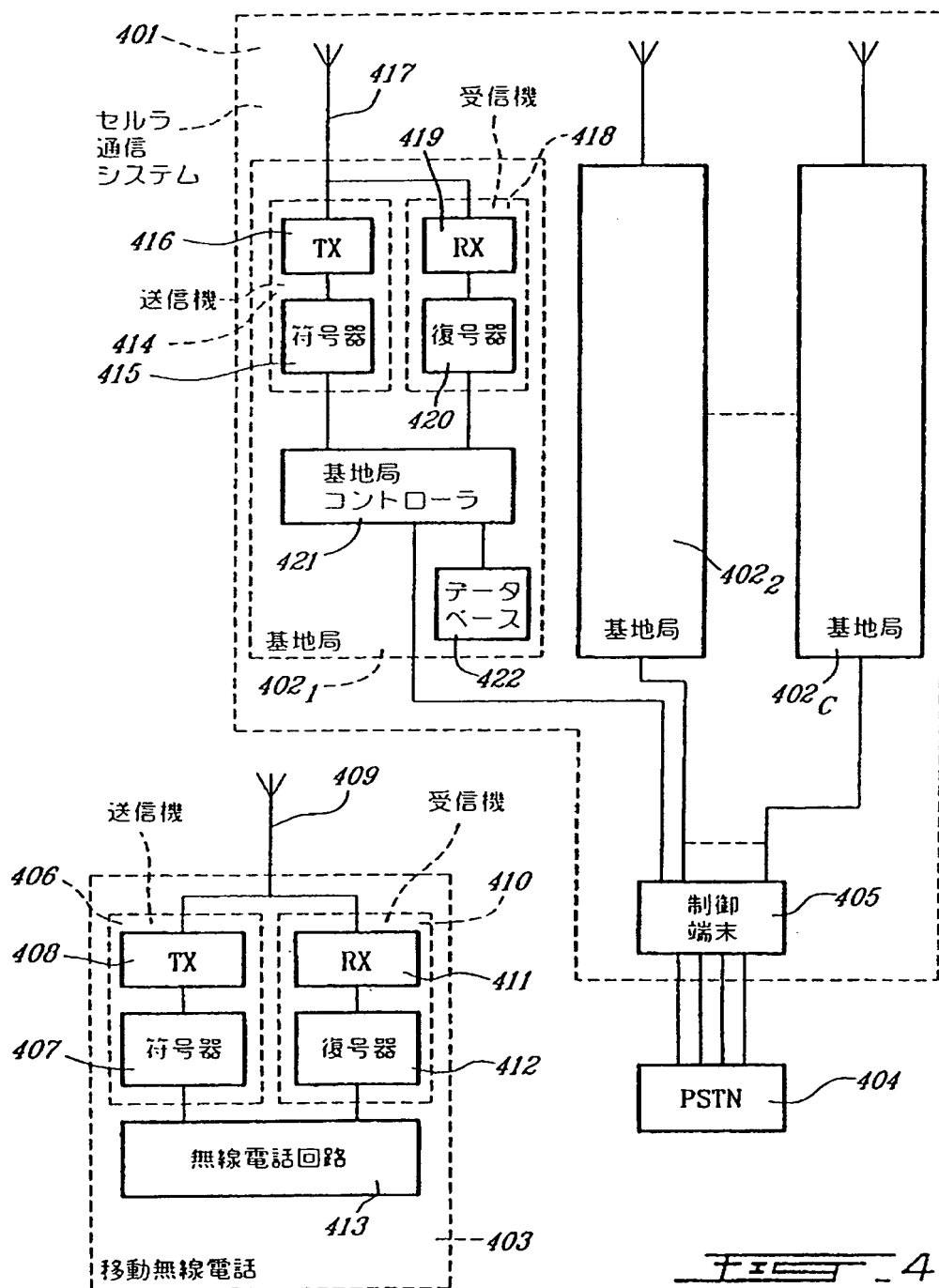
【図5】

図1の広帯域符号器及び図2の広帯域信号復号器を使用することのできるセルラ通信システムの簡略化された略ブロック図を示す図である。

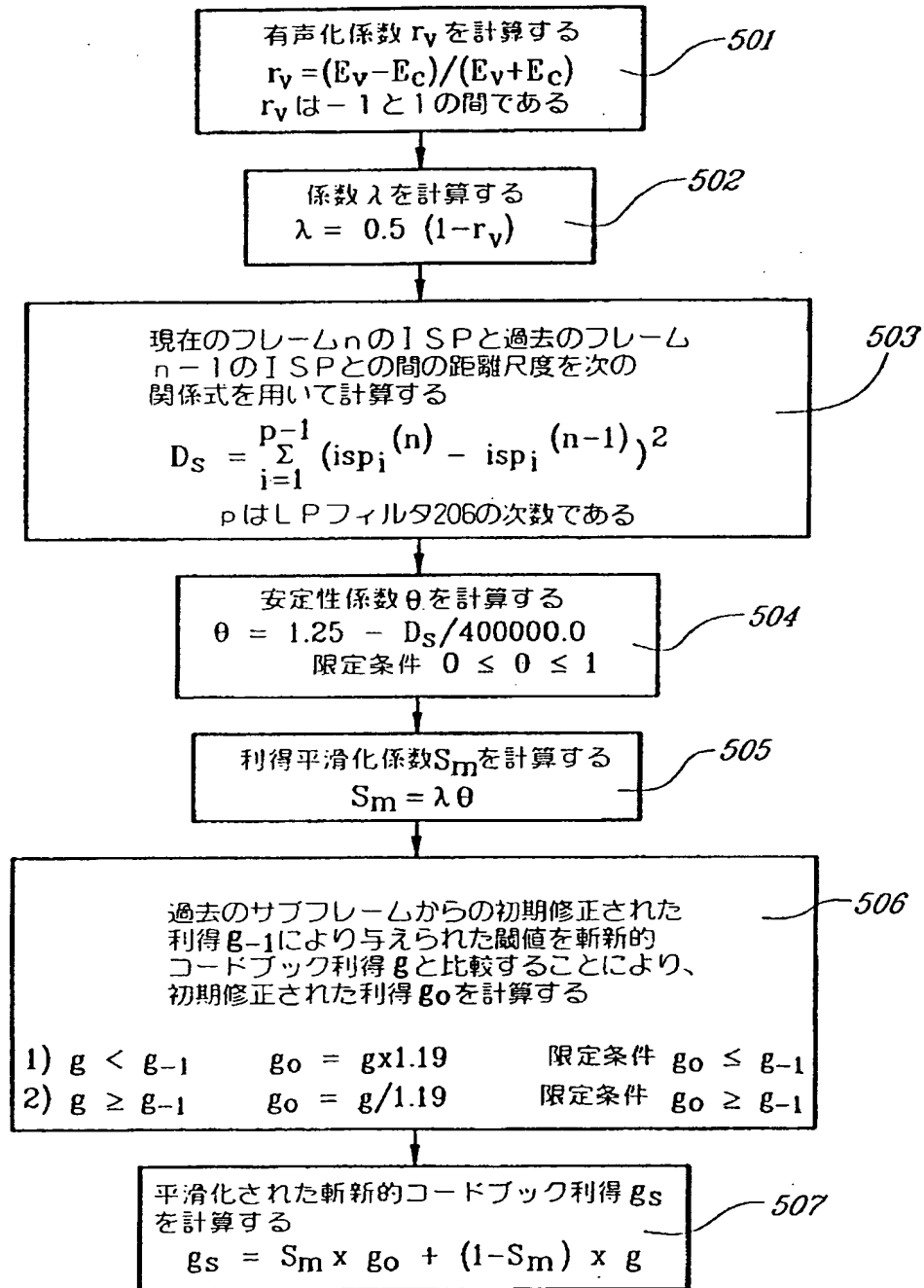
【図3】



【図4】



【図5】



【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Int. Application No.

PCT/CA 00/01381

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 610L19/14		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 610L		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used) EPO-Internal, WPI Data, INSPEC, PAJ		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 5 953 697 A (LIN ET AL) 14 September 1999 (1999-09-14) abstract; figure 2 column 2, line 23-26	1,17-21, 37-40, 56,72,88
A	US 5 752 224 A (TUTSUI ET AL) 12 May 1998 (1998-05-12) abstract; figures 9-11 column 6, line 46-56	1,17-21, 37-40, 56,72,88
A	US 5 195 168 A (YONG) 16 March 1993 (1993-03-16) abstract column 2, line 26-35	1,17-21, 37-40, 56,72,88
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 22 February 2001		Date of mailing of the international search report 01/03/2001
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5618 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax (+31-70) 340-3016		Authorized officer Quélavoine, R

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No.

PCT/CA 00/01381

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5953697 A	14-09-1999	DE 19722705 A	02-07-1998
US 5752224 A	12-05-1998	JP 7273657 A	20-10-1995
US 5195168 A	16-03-1993	CA 2103785 A,C	16-09-1992
		EP 0575511 A	29-12-1993
		JP 6506070 T	07-07-1994
		WO 9216930 A	01-10-1992

フロントページの続き

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW

(72)発明者 ルフェブル, ロシュ

カナダ国, ケベック ジェイ1ケイ 5
ール9, カントン ドゥ マゴ, ブルガド
ゥ アブニユ 259

Fターム(参考) 5D045 CA01 DA11 DA20

5J064 AA01 BA13 BC01 BC11 BC16
BC27 BD02